

Leonardo Bellincanta de Souza

**Aplicação do Conversor Série Ressonante Grampeado em Tensão  
para Carregamento de Baterias de Bicicletas Elétricas**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Programa de  
Graduação de Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do Grau de  
Bacharelado em Engenharia  
Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Gieri  
Waltrich

Florianópolis  
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária  
da UFSC.

Bellincanta de Souza, Leonardo

Aplicação do Conversor Série-Ressonante Grampeado  
em Tensão: Carregador de Baterias de Bicicletas  
Elétricas/Leonardo Bellincanta de Souza;orientador, Gierri  
Waltrich,2018

98 p

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) –  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

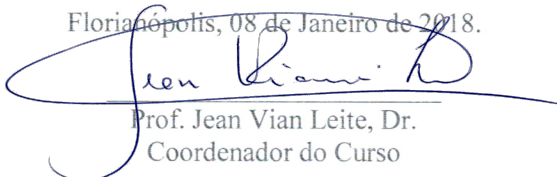
1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Carregadores de Veículos Elétricos. 4. Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão. I. Waltrich, Gierri. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título

Leonardo Bellincanta de Souza

**Aplicação do Conversor Série Ressonante Grampeado em Tensão:  
Carregador de Baterias de Bicicletas Elétricas**

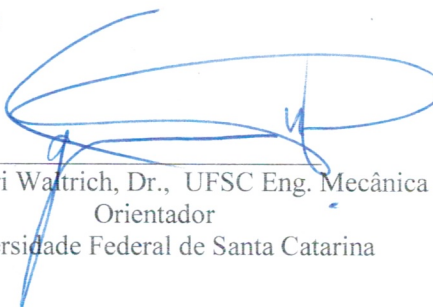
Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina

Florianópolis, 08 de Janeiro de 2018.

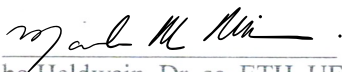


Prof. Jean Vian Leite, Dr.  
Coordenador do Curso


**Banca Examinadora:**



Prof. Gierri Waltrich, Dr., UFSC Eng. Mecânica  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH, UFSC Eng. Elétrica  
Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Caio Guilherme da Silva Moraes  
Mestrando no INEP/UFSC  
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus  
colegas de classe e aos meus queridos  
pais.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço inicialmente a meus pais, Josmar e Silvana, por toda a energia, estímulo e confiança fossem depositados em mim, para que eu conseguisse entrar na Universidade, cursar o curso de Engenharia Elétrica e finalizá-lo com este Trabalho de Conclusão de Curso.

Agradeço também aos meus irmãos, Filipe e Letícia, pelos incontáveis conselhos que me foram dados sobre suas monografias de suas vidas acadêmicas. Aos professores do ensino fundamental e médio por terem me ensinado a importância da ciência e da pesquisa científica.

Aos meus amigos e colegas do curso de graduação em Engenharia Elétrica por terem me auxiliado em diversos momentos de dificuldade, guiando-me para o final da faculdade em meio a risadas, conselhos e diversas discussões filosóficas. Agradeço de forma especial : André Sprotte, Vanderleia Ferraz, Ruany Dolla, Marcelo Sousa e Eduardo Arnold.

Dentre os professores da UFSC, agradeço em especial para aqueles que auxiliaram seja no campo do conhecimento científico, por conselhos e pela amizade ou por palestras memoráveis. São eles: Saeger, Maurício, Walter Carpes, Nelson Sadowski, Telles Lazarin, Marcelo Lobo, Carlos Rambo.

Também gostaria de agradecer ao professor Renato Lucas Pacheco, profissional que auxiliou com diversos conselhos relacionados a graduação, mas também foi de grande auxílio pessoal ao me auxiliar no momento de recuperação de depressão, sendo este professor e conselheiro um exemplo a ser seguido pelos demais servidores da UFSC.

Por fim, não poderia deixar de demonstrar minha gratidão ao meu orientador, Gierri Waltrich, por ter aceitado me orientar e por ter me auxiliado com diversos conselhos, sugestões e correções para que houvesse um bom desenvolvimento das atividades relacionadas a este Trabalho de Conclusão de Curso.

Agradeço também a CAPES, pelas diversas oportunidades de bolsas acadêmicas, tanto no Ciência Sem Fronteiras, quanto no Jovens Talentos para a Ciência, sendo que no Jovens Talentos iniciei meu contato com a pesquisa científica e no Ciência Sem Fronteiras tive contato com grandes centros de pesquisa e inovação na área de nanomateriais para baterias e supercapacitores.

Também é preciso agradecer a grande equipe do INEP, que foram essenciais para o desenvolvimento deste Trabalho de Conclusão de Curso, sendo eles: Prof. Denizar Martins, Prof. Roberto Coelho, Prof. Marcelo Lobo e aos colegas Roberto, Júlio, Thiago Fonseca e Mariana.

## RESUMO

Este Trabalho de Conclusão de Curso possui como objetivos o estudo de bicicletas elétricas e da topologia de carregador de baterias nomeada como Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão. O conversor estudado pode ser modelado através de etapas de operação e modelado matematicamente através de equações diferenciais. Adota-se um estratégia de chaveamento para se obter comutação suave em tensão e gráficos de simulação comprovam a ocorrência dessa estratégia de chaveamento(ZVS) .Projeta-se uma placa de circuito impresso(PCI) para abrigar o conversor e com a finalidade de operar o circuito com potência e tensão nominais.

**Palavras-chave:** Conversor Série-Ressonante. Grampeamento de Tensão .Bicicletas Elétricas

## **ABSTRACT**

This Senior Design Project has the goal to study electric bicycles and the topology of battery charger known as Clamped Series Resonant Converter. The studied converter can be modeled through operation steps and differential equations. It is chosen a switching strategy to obtain Zero Voltage Switching (ZVS) and simulation graphics show this switching behavior. It is projected a printed circuit board (PCB) where the converter is built aiming to its operation on nominal voltage and power.

**Keywords:** Series Resonant Converter. Voltage Clamping. Electric Bicycles.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Yamaha PAS 1993.....	25
Figura 2 - Bosch Drive System Overview.....	26
Figura 3 - Comparação de energia específica de Baterias.....	29
Figura 4 - Política Nacional de Resíduos Sólidos e Logística Reversa.....	31
Figura 5 - Banco de baterias construído - 10Ah – 48V – 20.....	32
Figura 6 - Estrutura de Carregador de Baterias de Veículos Elétricos.....	32
Figura 7 - Topologias de Conversores Ressonantes- a) Conversor Série-Ressonante(SRC), b) Conversor Ressonante Paralelo(PRC), c) Conversor Série-Paralelo(LCC) d) Conversor Série-Paralelo(LLC).....	34
Figura 8 - Conversor Série-Ressonante com Capacitor Grampeado em Tensão.....	34
Figura 9 - Variação Topológica do Conversor Série-Ressonante com Grampeamento de Tensão.....	35
Figura 10 - Estratégia de Comando dos Interruptores do Conversor Série-Ressonante com Grampeamento de Tensão – a) $V_{t1}$ b) $V_{t2}$ c) $V_{s1}$ d) $V_{s2}$ .....	36
Figura 11 - Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Primeira Etapa.....	37
Figura 12 - Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Segunda Etapa.....	38
Figura 13 Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Terceira Etapa.....	39
Figura 14 - Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Quarta Etapa.....	40
Figura 15 - Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Quinta Etapa.....	40
Figura 16 - Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Sexta Etapa.....	41
Figura 17 - Formas de Onda – a) Tensões sobre os capacitores ressonantes b) $I_L$ – Corrente no Indutor Ressonante C) Pulsos de Comando dos Interruptores.....	42
Figura 18 - Figura 18 – Plano de Fase – Conversor Série-Ressonante....	45
Figura 19 - Característica de Saída – $Q$ vs $I_o$ .....	50
Figura 20 - Figura 20- Corrente média nos diodos retificadores e interruptores - $I_D$ vs $Q$ .....	50
Figura 21 - Topologia do Conversor Série Ressonante Simulado.....	51



Figura 22 - Estrutura de Comando em Malha Aberta – UC3525.....	51
Figura 23 - Figura 23- Gráficos de Saída – a) Tensão sobre os Capacitores Ressonantes b) Corrente no Indutor Ressonantes c) Tensão sobre o interruptor $S_1$ d) Tensão sobre o interruptor $S_2$ .....	54
Figura 24 - a) Tensão sobre o interruptor $S_1$ b) Corrente sobre o interruptor $S_1$ .....	55
Figura 25 - a) Tensão sobre o interruptor $S_2$ b) Corrente sobre o interruptor $S_2$ .....	56
Figura 26 - Estágios de Controle e Potência do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão.....	58
Figura 27 - Ponte Retificadora e Filtro de Barramento de Entrada.....	59
Figura 28 - Braço Ressonante do Conversor SRC.....	60
Figura 29 - Ponte Retificadora de Saída e Filtro de Barramento de Saída.....	61
Figura 30 - Estágio de Controle do Conversor SRC.....	62
Figura 31 - Gerador de Pulsos PWM.....	62
Figura 32 - Processamento do Pulsos de Comando.....	63
Figura 33 - Figura 33 – Projeto de PCB do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão.....	64
Figura 34 - Visão em 3D do Conversor Sério-Ressonante Grampeado em Tensão.....	65
Figura 35 - Configuração do IR2110.....	68
Figura 36 - Figura 36 – Pulsos Gerados pelo UC3525A.....	69
Figura 37 – Placa PCB com todos os componentes soldados.....	10

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 - Comparações de energia específica .....	28
Tabela 2 - Comparação no preço de baterias recarregáveis .....	30
Tabela 3 - Dados de Configurações do Projeto.....	51
Tabela 4 - Relações de Configuração.....	52
Tabela 5 - Configurações do Transformador .....	60
Tabela 6 - Dados de Ensaios do Transformador – 100 kHz.....	60

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BRT - *Bus Rapid Transit*(do inglês, Sistema de Ônibus com Via Exclusiva)  
CC-CC - De Corrente Contínua para Corrente Contínua  
CONTRAN - Conselho Nacional de Trânsito  
HEV - *Hybrid Electric Vehicle*(do inglês, Veículo Elétrico Híbrido)  
IFRP440 - Interruptor Mosfet de Potência IFRP440  
IFRP460 - Interruptor Mostet de Potência IFRP460  
IN4007 - Diodo Retificador IN4007  
IR2110 - Componente Driver IR2110 com Saídas Alta e Baixa  
IR2111 - Componente Driver IR2111 com Saídas Alta e Baixa  
LCC - Conversor Série-Paralelo  
LCO - *Lithium Cobalt Oxide*(do inglês, Óxido de Lítio-Cobalto)  
LCR - Instrumento de Medição Ponte LCR  
LLC - Variação Topológica do Conversor Série-Paralelo  
LMO - *Lithium Manganese Oxide*(Óxido de Lítio-Manganês)  
MUR860 – Diodo Retificador Ultrarápido MUR860  
NCA - *Lithium Nickel Cobalt Aluminum Oxide*(do inglês, Óxido de Lítio-Alumínio-Cobalto-Níquel)  
Ni/Cd - Níquel Cádmio  
Ni/MH – Hidreto Metálico de Níquel  
NMC – *Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide* (do inglês, Óxido de Lítio-Níquel-Manganês)  
PAS - Pedal Assist Systems(do inglês, Sistemas Assistidos por Pedais)  
PBB - Programa Bicicleta Brasil  
PCB - *Printed Circuit Board*(do inglês, Placa de Circuito Impresso)  
PCI - Placa de Circuito Impresso  
PEV - *Plug-in Electric Vechile*(do inglês, Veículo Elétrico Plug-In)  
PFC - Power Factor Correction( do inglês, Correção do Fator de Potência)  
PNMU - Programa Nacional de Mobilidade Urbana  
PRC - Conversor Ressonante Paralelo  
PSIM - *Power Electronics Simulation* ( do inglês, Simulação de Eletrônica de Potência)  
PWM - *Pulse Width Modulation*(do inglês, Modulação de Pulso)  
SOC - *State of Charge*(do inglês, Estado de Carga)  
SRC - *Series Ressonant Converter*(do inglês, Conversor Série-Ressonante)  
TCC - Trabalho de Conclusão de Curso  
VLT - Veículo Leve sobre Trens

*ZCS – Zero Current Switching*(do inglês, Comutação Zero de Corrente)  
*ZVS – Zero Voltage Switching*(do inglês, Comutação Zero de Tensão)

## LISTA DE SÍMBOLOS

### Legenda:

Símbolo<sup>1</sup>: Significado [Unidade(s) utilizada(s) no Trabalho]<sup>2</sup>

$C_1$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Entrada (F)

$C_2$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Entrada (F)

$C_3$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Entrada (F)

$C_4$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Entrada (F)

$C_{16}$  – Capacitor Ressonante do Braço Ressonante(F)

$C_{17}$  – Capacitor Ressonante do Braço Ressonante(F)

$C_{22}$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Saída(F)

$C_{23}$  – Capacitor Eletrolítico do Filtro de Saída(F)

$C_{33}$  – Capacitor de Configuração do Oscilador(F)

$C_{34}$  – Capacitor de Configuração do Oscilador (F)

$C_{43}$  – Capacitor do Filtro de Ruído(F)

$C_{45}$  – Capacitor de Configuração de Bootstrap(F)

$C_{46}$  – Capacitor de Configuração de Bootstrap(F)

$C_{50}$  – Capacitor do Filtro de Entrada(F)

$C_{51}$  – Capacitor do Filtro de Entrada(F)

$C_{52}$  – Capacitor do Filtro de Entrada(F)

$Cap_{32}$  – Capacitor de Configuração do Oscilador(F)

$Cap_{-32}$  – Capacitor de Configuração do Oscilador(F)

$Cap_{-Pol1}$  – Capacitor da Estrutura de Gate Drive(F)

$Cap_{-Pol2}$  – Capacitor da Estrutura de Gate Drive(F)

$C_r$  – Capacitor Ressonante (F)

$C_{r1}$  – Capacitor Ressonante 1 (F)

$C_{r2}$  – Capacitor Ressonante 2(F)

$D_1$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_2$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_3$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_7$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_8$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_9$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_{10}$  – Diodo Retificador IN4007(F)

$D_{11}$  – Diodo Zener de Gate Drive(F)

$D_{12}$  – Diodo Zener de Gate Drive(F)

$F_s$  – Frequência de Chaveamento (Hz)

$f_o$  – Frequência de Oscilação (Hz)

$H_1$  – Header 1 (Conector)

$H_2$  – Header 2 (Conector)

$I_1$  – Corrente no Indutor Ressonante no instante  $t_1$   
 $I_{da}$  – Corrente Média nos Diodos Retificadores(A)  
 $I_{dac}$  – Corrente Média nos Diodos Grampeadores(A)  
 $I_{dacrms}$  – Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores(A)  
 $I_{drms}$  – Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores(A)  
 $I_{Def}$  – Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores(A)  
 $I_{DGef}$  – Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores(A)  
 $I_{DGmed}$  – Corrente Média nos Diodos Grampeadores  
 $I_{DGpico}$  – Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores  
 $I_{Dmed}$  – Corrente Média nos Diodos Retificadores(A)  
 $I_{dpeak}$  – Corrente de Pico nos Diodos Retificadores(A)  
 $I_{FRP1}$  – Corrente no interruptor  $S_1$ (A)  
 $I_{FRP2}$  – Corrente no interruptor  $S_2$ (A)  
 $I_L$  – Corrente no Indutor Ressoante(A)  
 $I_O$  – Corrente de Saída(A)  
 $I_O$  – Corrente Média de Saída(A)  
 $I_{oav}$  – Estágio de Cálculo de Corrente (A)  
 $I_{Oef}$  – Corrente de Saída Eficaz (A)  
 $I_{On}$  – Corrente de Saída(A)  
 $I_{orms}$  – Corrente de Saída Eficaz(A)  
 $I_{smed}$  – Corrente Média nos Interruptores(A)  
 $I_{smeff}$  – Corrente Eficaz nos Interruptores(A)  
 $I_{srms}$  – Corrente Eficaz nos Interruptores(A)  
 $I_{S1}$  – Corrente no Interruptor  $S_1$ (A)  
 $I_{S2}$  – Corrente no Interruptor  $S_2$  (A)  
 $LC$  – Estágio de Cálculo  
 $LiMn_2O_4$  – Óxido de Lítio-Mangânês  
 $LiNiMnCoO_2$  – Óxido de Lítio-Níquel-Cobalto-Mangaês  
 $LiNiCoAlO_2$  – Óxido de Lítio-Níquel-Cobalto-Alumínio  
 $Li_4Ti_5O_{12}$  – Óxido de Lítio-Titânio  
 $L_r$  – Indutor Ressonante(H)  
 $MUR_1$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 1  
 $MUR_2$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 2  
 $MUR_3$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 3  
 $MUR_4$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 4  
 $MUR_5$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 5  
 $MUR_6$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 6  
 $MUR_7$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 7  
 $MUR_8$  – Diodo Retificador Ultrarrápido 8

$N$  – Relação de Transformação do Transformador  
 $P_o$  – Potência de Saída  
 $Q$  – Relação entre Tensão de Saída e Entrada no Primário do Transformador  
 $R_{G1}$  – Resistor de Gate  
 $R_{G2}$  – Resistor de Gate  
 $S_1$  – Interruptor  $S_1$   
 $S_2$  – Interruptor  $S_2$   
 $t_0$  – Instante de tempo  
 $t_1$  – Instante de tempo  
 $t_2$  – Instante de tempo  
 $t_3$  – Instante de tempo  
 $t_4$  – Instante de tempo  
 $t_5$  – Instante de tempo  
 $t_6$  – Instante de tempo  
 $T_g$  – Transformador Ressonante  
 $\mu_o$  – Relação entre Frequência de Oscilação e Chaveamento  
 $V_{CC}$  – Tensão de Alimentação Contínua  
 $V_{CR1}$  – Tensão sobre Capacitor Ressonante 1  
 $V_{CR2}$  – Tensão sobre Capacitor Ressonante 2  
 $V_i$  – Tensão de Entrada  
 $V_{in}$  – Tensão de Entrada  
 $V_o$  – Tensão de Saída  
 $V_{S1}$  – Tensão sobre o Interruptor  $S_1$   
 $V_{S2}$  – Tensão sobre o Interruptor  $S_2$   
 $W_o$  – Frequência de Oscilação (rad/s)  
 $Z$  – Relação entre  $L_r$  e  $C_r$   
 $Z_1$  – Plano de Fase da Etapa 1  
 $Z_2$  – Plano de Fase da Etapa 2

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>Histórico de Bicicletas Elétricas.....</b>	<b>23</b>
<b>2.1</b>	<b>Regulamentação das Bicicletas Elétricas.....</b>	<b>23</b>
<b>2.2</b>	<b>Componentes de Bicicletas Elétricas.....</b>	<b>23</b>
<b>2.2.1</b>	<b>Banco de Baterias de Bicicletas Elétricas.....</b>	<b>26</b>
2.2.1.1	Sistemas de Baterias de Chumbo-Ácido.....	27
2.2.1.2	Sistemas de Baterias de Ni/MH.....	27
2.2.1.3	Sistemas de Baterias de Íons de Lítio.....	28
2.2.1.4	Sistemas de Baterias de Ni/Cd.....	29
2.2.1.5	Sistemas de Baterias para Bicicletas Elétricas.....	30
2.2.1.6	Caracterização de Baterias e Montagem do Banco de Baterias.....	30
<b>2.2.2</b>	<b>Carregador do Banco de Baterias.....</b>	<b>32</b>
<b>2.3</b>	<b>Estratégia de Comando dos Interruptores.....</b>	<b>35</b>
<b>2.3.1</b>	<b>Etapas de Funcionamento.....</b>	<b>37</b>
2.3.2	Formas de Onda.....	41
2.3.3	Equacionamento.....	43
2.3.4	Valor Médio de Corrente na Fonte $V_o$ .....	46
2.3.5	Esforços nos Semicondutores.....	46
2.3.5.1.1	Valores de Pico, Médio e Eficaz das Correntes nos Interruptores e nos Diodos.....	46
2.3.5.1.2	Representação Gráfica da Característica de Saída e Esforços nos Semicondutores.....	49
2.2.2.4.3	Simulação e Cálculos de Esforços.....	50
<b>3</b>	<b>Projeto do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão.....</b>	<b>58</b>
<b>3.1</b>	<b>Estágio de Potência.....</b>	<b>58</b>
<b>3.1.1</b>	<b>Ponte Retificadora de Entrada e Filtro de Barramento de Entrada.....</b>	<b>59</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Braço Ressonante.....</b>	<b>59</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Ponte Retificadora e Filtro de Barramento de Saída.....</b>	<b>61</b>
<b>3.2</b>	<b>Estágio de Controle.....</b>	<b>61</b>
<b>3.2.1</b>	<b>Geração dos Pulsos PWM.....</b>	<b>62</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Processamento dos Pulsos de Comando.....</b>	<b>62</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Projeto PCB.....</b>	<b>63</b>
<b>4</b>	<b>Montagem do Conversor e Resultados.....</b>	<b>66</b>



<b>4.1</b>	<b>Soldagem dos Componentes do Estágio de Controle e de</b>	
<b>Potência .....</b>		<b>66</b>
<b>4.2</b>	<b>Soldagem dos Componentes da Nova Placa.....</b>	<b>67</b>
<b>5</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>71</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>73</b>
	<b>APÊNDICE A – Lista de Materiais do Conversor SRC</b>	
	<b>Grampeado em Tensão.....</b>	<b>76</b>
	<b>APÊNDICE B – Código de Matlab do Conversor Série-</b>	
	<b>Ressonante Grampeado em Tensão.....</b>	<b>77</b>

## 1 INTRODUÇÃO

No ano de 2010 o setor de transporte foi responsável por cerca de 22% das emissões globais de gases do efeito estufa. Esse número é esperado para crescer 57% no período 2005-2030, sendo que cerca de 80% das emissões esperadas estão relacionadas com o setor de transporte rodoviário em países de renda emergente (HOOGZAAD, 2013).

A rápida motorização dos países em crescimento levou as cidades a enfrentarem problemas de congestionamento de tráfego urbano, altos níveis de emissão de gases estufa e de poluição do ar a níveis que são prejudiciais não somente para a população, mas também para a reputação internacional das cidades e sua atratividade econômica (HOOGZAAD, 2013).

Políticas públicas e sustentáveis de transporte nas cidades podem reverter os efeitos negativos da motorização rápida, sendo exemplo, os programas de valorização dos sistemas de bicicleta nas cidades Amsterdã e Copenhague, onde a priorização de sistemas de transporte com bicicleta tornaram essas cidades mais limpas, seguras e garantiram a integração dos usuários de bicicleta no Sistema de Transporte Urbano (HOOGZAAD, 2013).

Ao usuário utilizar a bicicleta para transporte, ele faz comparações entre os diversos modais individuais e leva em consideração fatores como conforto, confiabilidade, conveniência e saúde. Para a integração da bicicleta nos sistemas de transporte, são necessários investimentos em termos de infra-estrutura cicloviária, onde estão inclusos: ciclovias, ciclofaixas, bicicletários e estacionamentos (MORATO,2015).

Dentre as cidades de países em desenvolvimento que tem se destacado é a cidade de Bogotá, na Colômbia, cidade latino-americana que possui cerca de 7 milhões de habitantes, enfrenta contrastes de estratificação social e apresenta um dos melhores sistemas de transporte no mundo, com grande presença da bicicleta (MORATO,2015).

Com a finalidade de projetar um sistema de transporte para a capital colombiana, o prefeito e urbanista Enrique Peñalosa projetou um sistema de transporte que possuía presença de metrô, vias exclusivas para ônibus(BRT) e uma longa rede de transporte de ciclovias, chamadas de Ciclorrutas, com uma rede de 388 km de ciclovias e com circulação diária de 350 mil pessoas (MORATO,2015).

Conforme (SEBBAN,2003), a bicicleta apresenta uma melhor eficiência quando em complemento com o transporte público. Destacando-se que essa colaboração de ser realizada com diferentes

formas: bicicletas/ônibus em faixas exclusivas para ônibus; bicicleta na via segregada do VLT (Veículo Leve Sobre Trens); intermodalidade trem/bicicleta e metrô; transporte das bicicletas dentro dos ônibus, VLTs, trens e metrô; e estacionamento das bicicletas nas estações de metrô.

Ao se estudar os sistemas de transporte nas cidades brasileiras, desenvolveu-se a Lei 12.587/2012, a qual estabelece princípios, as diretrizes e objetivos da Política Nacional de Mobilidade Urbana (PNMU) e com o objetivo de se assegurar a aplicação de sistemas ciclovitários nas cidades do Brasil, discute-se, em projeto de lei, o Programa Bicicleta Brasil (Projeto de Lei - Câmara Federal Nº 83, 2017), a fim de promover políticas públicas, chamadas de projetos e campanhas de estímulo ao uso da bicicleta como meio de transporte, sob o aspecto da mobilidade urbana.

A PNMU foi desenvolvida com os seguintes objetivos:

- Reduzir as desigualdades e promover a inclusão social;
- Promover o acesso aos serviços básicos e equipamentos sociais;
- Proporcionar melhoria nas condições urbanas da população no que se refere à acessibilidade e à mobilidade;
- Promover o desenvolvimento sustentável com a mitigação dos custos ambientais e socioeconômicos dos deslocamentos de pessoas e cargas nas cidades;
- Consolidar a gestão democrática como instrumento e garantia da construção contínua do aprimoramento da mobilidade urbana.

Correspondentemente, o texto do Projeto Bicicleta Brasil possui os seguintes objetivos:

- Apoiar Estados e Municípios na construção de ciclovias, ciclofaixas e sistemas ciclovitários urbanos bem como na instalação de bicicletários públicos e equipamentos de apoio ao usuário;
- Promover a integração do modal bicicleta aos modais do sistema de transporte público coletivo;
- Promover campanhas de divulgação dos benefícios do uso da bicicleta como meio de transporte econômico, saudável e ambientalmente adequado;
- Implantar políticas de educação para o trânsito que promovam o uso da bicicleta e a sua boa convivência com os demais veículos;
- Estimular a implantação de rotas intermunicipais seguras para o deslocamento ciclovitário, voltadas para o turismo e o lazer

Além desses objetivos traçados pelos projetos de lei, as entidades governamentais brasileiras assumiram a Agenda 2030, que é uma política

de agendas públicas na qual é estabelecido um grupo de dezessete objetivos para o cumprimento de metas para se estabelecer o desenvolvimento sustentável a níveis nacional e subnacional (CARVALHO,2015).

No contexto de desenvolvimento sustentável e de mobilidade urbana, a bicicleta elétrica destaca-se como uma proposta para o aumento do uso das bicicletas e apresenta as características de ser mais pesada ao pedalar no desligamento do acionamento eletrônico e é considerada mais ambientalmente amigável que qualquer outro meio de transporte motorizado.

A utilização da bicicleta elétrica como meio de transporte possui dois fatores a serem analisados, sendo o primeiro a saúde do condutor ao pedalar e, secundariamente, os efeitos no sistema de transporte ao cidadão trocar o modal de transporte motorizado pela bicicleta elétrica (FYHR e FEARNLEY,2015).

Conforme a análise de (FYHR e FEARNLEY,2015), a bicicleta elétrica soluciona alguns desafios que acarretam na decisão de não pedalar (distância, morros, doenças musculares) e possui as mesmas vantagens ao dirigir tal como os automotores (distância percorrida, flexibilidade, velocidade de locomoção).

Em um estudo realizado pelos autores (FYHR e FEARNLEY,2015) sobre resultados da utilização da bicicleta elétrica por um grupo de ciclistas, foram realizadas as seguintes conclusões:

- O uso da bicicleta elétrica aumenta o número de viagens e as distâncias percorridas
- Houve um aumento considerável na utilização da bicicleta por parte dos ciclistas mulheres
- O uso da bicicleta elétrica oferece vantagens para todos os grupos de idade
- Os usuários de teste aprenderam a utilizar a bicicleta elétrica no período final de testes

No contexto dos objetivos de promover o desenvolvimento sustentável para a mitigação de custos ambientais e socioeconômicos na mobilidade das pessoas, este Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) é realizado com a finalidade de se analisar, estudar e projetar componentes de bicicletas elétricas, em específico, os circuitos responsáveis pelo armazenamento e carregamento das baterias constituintes na bicicleta elétrica, que é caracterizado como um veículo híbrido (HEV).

Os circuitos responsáveis pelo carregamento e armazenamento de energia nas bicicletas elétricas consistem no circuito carregador e no

banco de baterias Li-ion (Lithium-ion), respectivamente. O estudo realizado é baseado no estado da arte de carregadores e de bancos de baterias.

Em relação ao banco de baterias, serão revisadas as tecnologias de baterias utilizadas em bicicletas elétricas, bem como é analisado a caracterização das baterias utilizadas e a consequente montagem do banco com as determinações técnicas desejadas.

Já em referência ao circuito carregador, é realizada uma revisão bibliográfica dos circuitos carregadores de baterias, propõe-se uma topologia de circuito e, conseqüentemente, realiza-se a modelagem matemática, simulação, projeto, montagem e validação experimental do circuito carregador de baterias.

Portanto, são objetivos específicos deste TCC:

- Revisão bibliográfica dos componentes de bicicletas elétricas
- Estudo de caracterização de baterias e montagem de banco de baterias
- Estudo de topologia de carregador
- Modelagem, simulação, projeto e construção de carregador de baterias

Em vista destes objetivos, este Trabalho de Conclusão de Curso é organizado em seis capítulos, de tal maneira que o primeiro é a introdução.

O capítulo 2 engloba uma revisão bibliográfica sobre as regulamentações da bicicleta elétrica, análise de seus componentes e a descrição do banco de baterias de baterias Li-ion. Além de ser realizada uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte de conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave, onde são apresentadas variedades topológicas, suas etapas de operação e configurações para comutação suave em tensão (ZVS) e comutação suave em corrente (ZCS).

Tem-se no capítulo 3 uma apresentação das seções componentes do conversor, bem como o desenvolvimento do projeto da placa de circuito impresso (PCI) do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão.

O capítulo 4 aborda a montagem e construção do conversor projetado, onde é descrito as estratégias e etapas de montagem, bem como é descrito como é testado o funcionamento do conversor e a necessidade de reavaliações para testar o conversor em tensão e potência nominais.

Finalmente, no capítulo 5 é apresentada uma conclusão sobre as análises realizadas sobre a topologia do conversor, bem como são

analisados os resultados encontrados na seção de montagem e soldagem do conversor, assim como são apresentadas propostas para continuação do desenvolvimento do conversor estudado.

.

## 2 Histórico de Bicicletas Elétricas

### 2.1 Regulamentação das Bicicletas Elétricas

A partir dos anos 1990, com o aprimoramento de tecnologias de baterias, as bicicletas elétricas passaram a dominar o mercado de bicicletas motorizadas (*e-bikes*). Estes dispositivos tiveram grande atratividade por parte dos ciclistas na China, onde estimava-se a presença de 120 milhões de E-bikes no ano de 2012 (DILL,2012).

Estes dispositivos são classificados em duas categorias, no contexto chinês:

- bicicletas elétricas tradicionais, veículos onde os pedais servem de auxílio para a potência fornecida pelos *packs* de baterias.
- scooters elétricas, veículos totalmente energizados pelos *packs* de baterias e a presença dos pedais é obrigatória a fim de diferenciá-las das motocicletas.

O crescimento do uso das *e-bikes* na China se deu a diversos fatores, tais como: melhora nas tecnologias de baterias e motores elétricos, aumento de renda média, queda de preço dos veículos, padronização de normas de fabricação e venda, além de políticas públicas de banimento ou limitação do uso de motocicletas movidas a combustíveis fósseis (DILL,2012).

Ao regulamentar a fabricação e o uso de bicicletas elétricas, o governo central chinês definiu que o uso desta categoria de veículos não obriga o uso de licenças de direção, permitindo que as *e-bikes* passassem a circular em ciclovias. Com a grande participação desses veículos na matriz de transporte, verificou-se que os e-ciclistas de Xangai e Kunming são mais educados no trânsito que os ciclistas tradicionais, além de que a maioria dos usuários trocou as viagens de ônibus tradicionais pelo deslocamento via *e-bikes* (DILL,2012).

Em contexto do cenário nacional brasileiro, a aplicação das bicicletas elétricas como meio de transporte fica amparada pela Política Nacional de Mobilidade Urbana (PNMU-Lei Nº12587/2012), que tem finalidade de assegurar que sistemas de transporte nos municípios atendam os seguintes princípios: acessibilidade universal, desenvolvimento sustentável das cidades, segurança, eficácia e efetividade na circulação urbana.

Além da PNMU, há também a Resolução 4652-2013(CONTRAN – R4652/2013), na qual são realizadas especificações de fabricação, venda e utilização das bicicletas elétricas nos municípios brasileiros, sendo estas permitidas a circularem somente em áreas de pedestres,

ciclovias e ciclo- faixas, atendendo-se as seguintes condições de operação:

- com potência nominal do motor máxima de 350 W;
- velocidade máxima de 25 km/h;
- uso de indicador de velocidade, campainha e sinalização noturna;
- não dispor de acelerador ou de qualquer dispositivo de aumento de potência;
- possuir indicador de velocidade, campainha, sinalização noturna dianteira, traseira e lateral;
- espelhos retrovisores em ambos os lados;
- pneus em condições mínimas de segurança;

Com as definições de potência e de velocidade máximas das *e-bikes*, inicia-se a discussão em torno dos circuitos eletrônicos associados às baterias de lítio-ion utilizadas para acionamento do motor elétrico e demais componentes eletrônicos presentes nas bicicletas elétricas no mercado mundial.

Dentre as categorias de carregadores de veículos elétricos, as bicicletas elétricas podem ser classificadas como PEV (Plug-in Electric Vehicle), onde exige-se que seus sistemas de carregamento sejam compactos, eficientes, garantam segurança, eficiência e regulação para a operação das baterias, além de garantirem isolamento galvânica (WANG,2013).

Para aplicações de carregamento de veículos PEV, as condições de tensão e da carga dependem do estado de carregamento da bateria (SOC) e também do tipo de bateria utilizada na aplicação, (WANG,2013).

## **2.2 Componentes de Bicicletas Elétricas**

Conforme (DILL,2012), as bicicletas elétricas vem sendo desenvolvidas desde o início do século XX, sendo o modelo 1993 Yamaha – PAS ( do inglês Pedal Assisted), considerado um dos modelos



da nova fase de desenvolvimento e utilização das bicicletas elétricas a partir dos anos 1990, onde há a presença de pedais para auxílio do ciclista.

Figura 1- Yamaha PAS 1993



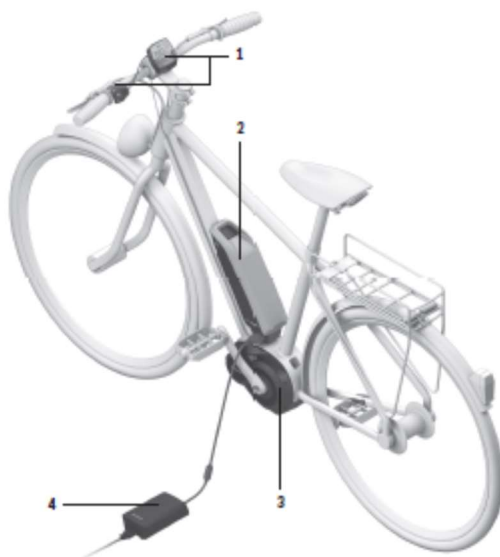
Fonte: (SPINNINGMAGNETS,2013)

As bicicletas elétricas PAS possuem diversos componentes constituintes, dentre eles: sistema de motor, sensores, banco de baterias, computador de bordo, sistema de aceleração e frenagem, entre outros. A Figura 2 evidencia um modelo de sistema de bicicleta elétrica do tipo PAS da fabricante Bosch.

Na Figura 2 os componentes constituintes estão numerados, sendo eles:

- 1 – Acelerômetro;
- 2 - Banco de Baterias Padrão;
- 3 – Sistema de Motor;
- 4 - Carregador do Banco de Baterias;

Figura 2 – Bosch Drive System Overview



Fonte: (BOSCH,2018)

### 2.2.1 Banco de Baterias de Bicicletas Elétricas

As baterias são utilizadas em diversas aplicações, tais como: eletrodomésticos, energia, indústria e no setor de transportes. Os dispositivos armazenadores de energia são aplicados dentro de três áreas no setor de transporte: potência motriz, potência auxiliar e tração (WEINERT,2007).

Os dispositivos de armazenamento de elevada potência são utilizados para moverem scooters, automóveis, bicicletas e requerem alta energia específica (Wh/kg), necessitam de ter capacidade de descarregamento a 10-20% SOC, sendo o custo uma variável de análise para implementação do banco, podendo a chegar (10-20 KWh para veículos elétricos) (WEINERT,2007).

Na aplicação de baterias em veículos elétricos é possível a existência de suplemento auxiliar de combustível, tal como a gasolina em veículo híbridos e o pedalo humano nas bicicletas elétricas. As propriedades de alta potência (W/kg) específica é mais importante que a

de energia específica (Wh/kg), sendo mais relevantes as características de alta velocidade e aceleração do que a propriedade de deslocamento em distância (WEINERT,2007).

#### 2.2.1.1 Sistemas de Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de chumbo ácido, desenvolvidas pelo cientista Gaston Plante em 1859, foram o primeiro modelo de baterias recarregáveis desenvolvidas. Essa tecnologia é amplamente empregada em veículos movidos a combustão para o ligamento, ignição, iluminação e suprimento de energia a componentes eletrônicos (SPRAGUE,2015).

Essa tecnologia de bateria possui um longo ciclo de vida, confiabilidade, reciclável e é segura ao ser manuseada cuidadosamente. É a tecnologia mais empregada em veículos movidos a combustão, sendo que seu advento foi essencial para a substituição da manivela de ignição pelo sistema de ignição via alternadores (SPRAGUE,2015).

A limitação da aplicação das baterias de chumbo-ácido está relacionada à densidade de energia específica, pois ao ser projetado um banco de baterias em aplicações de veículos híbridos (HEV), o sistema de chumbo-ácido possui dimensões de peso que prejudica a eficiência energética do sistema (SPRAGUE,2015).

#### 2.2.1.2 Sistemas de Baterias de Ni/MH

Nos veículos híbridos (HEV), a tecnologia de baterias dominante é a de Ni/MH, onde inicialmente o eletrodo de Ni era pareado com eletrodos de hidrogênio, ferro, cádmio ou zinco, sendo atualmente o material MH utilizado como eletrodo. A primeira aplicação comercial dessas baterias foi realizada nos anos 1980 e, recentemente, o grupo Toyota confirmou o aprimoramento dessa tecnologia para HEVs nos próximos anos (CAIRNS e ALBERTUS,2010).

Em comparação com a tecnologia de Chumbo-Ácido (KHALIGH,2010), as baterias de Ni/MH possuem as seguintes características:

- Duas vezes a capacidade de densidade de energia;
- Ni/MH é menos danoso ao meio-ambiente;
- Os componentes podem ser reciclados;
- Longo Ciclo de Vida;
- Possibilidade de exposição a diversas temperaturas;
- Resistência a descarga e a sobrecarga;

- Efeito memória reduz janela SOC de operação;
- 2.2.1.3 Sistemas de Baterias de Íons de Lítio

As baterias de íons de lítio são conhecidas como excelentes armazenadores de energia para dispositivos eletrônicos portáteis e aparelhos médicos devido a sua grande densidade de energia, boa performance de acordo com a temperatura e podem ser recicladas. (CAIRNS ALBERTUS,2010).

Esses sistemas de baterias também possuem as seguintes características: carregamento rápido em altas cargas, longo ciclo de vida, baixa manutenção, baixo nível de auto-descarga e são energeticamente eficientes (MATASYAN,2015). Como fatores ainda a serem enfrentados para o seu aprimoramento podem ser citados:

- Custo de produção;
- Necessidade de circuito de proteção para limitar corrente e tensão;
- Degradação com altas temperaturas;
- Carregamento lento em baixas temperaturas;

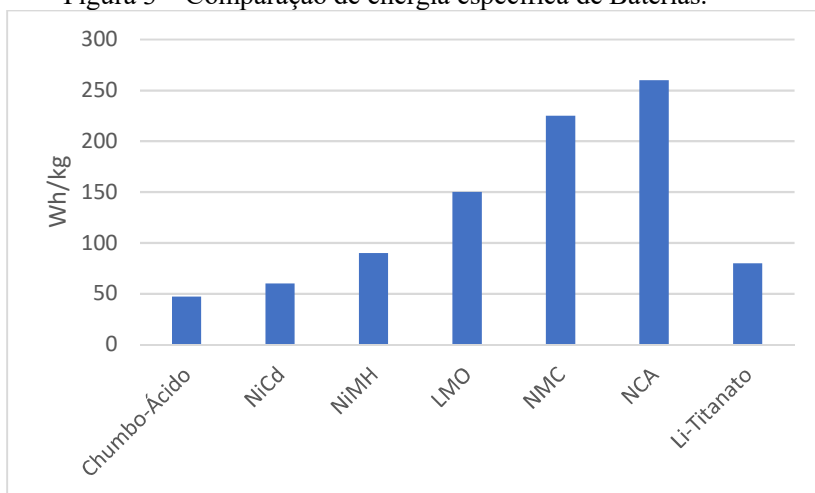
As baterias de íons de lítio podem ser diferenciadas pelo material presente em seu catodo, sendo os seguintes materiais mais relevantes apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Comparações de energia específica

	Óxido de Lítio-Manganês ( $\text{LiMn}_2\text{O}_4$ )-LMO	Óxido de Lítio-Níquel-Manganês-Cobalto( $\text{LiNiMnCoO}_2$ ) <sub>3</sub> -NMC	Óxido de Lítio-Níquel-Cobalto-Alumínio ( $\text{LiNiCoAlO}_2$ ) <sub>3</sub> -NCA	Óxido de Lítio-Titânio ( $\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$ )
Nominal Voltage(V)	3.7V	3.6 – 3.7V	3.6V	2.4V
Specific Energy	100-150 Wh/kg	150-220 Wh/kg	200-260 Wh/kg	70-80Wh/kg
Cycle Life	300-700	1000-2000	500	3000-7000

Fonte: (MATASYAN,2015)

Figura 3 – Comparação de energia específica de Baterias.



Fonte: (MATASYAN,2015)

Analisando-se a Tabela 1, nota-se que o material de catodo NCA possui a característica de maior energia específica (Wh/kg) e o material Óxido de Lítio-Titânio possui a melhor característica em termos de ciclos de vida.

As baterias de Li-polímero não possuem uma configuração química única, podendo ser de materiais como Li-Cobalto, NMC, Li-Manganês. Essas baterias possuem características diferentes quanto a estrutura do separador presente, possuem maior densidade de energia que as estruturas Li-ion, porém possuem maior custo de produção. (MATASYAN,2015)

#### 2.2.1.4 Sistemas de Baterias de Ni/Cd

Os sistemas de baterias com material Ni/Cd possuem longo tempo de vida, podem ser descarregados completamente, são recicláveis, porém,

contém o metal pesado Cd, que pode causar poluição ambiental se não for adequadamente descartado, além de se considerar que o custo de instalação desses sistemas de baterias em HEV pode custar US\$20.000,00 (KHALIGH,2010).

#### 2.2.1.5 Sistemas de Baterias para Bicicletas Elétricas

A capacidade dos sistemas de baterias de bicicletas elétricas está de acordo com configurações de fabricantes, podendo o banco suprir o sistema de motor por um longo período de tempo. Os valores de capacidade de energia de bicicletas elétricas encontram-se nas faixas: 240-550 Wh, capacidade 9-12 Ah e 36-48 V (MATASYAN,2015).

A Tabela 2 evidencia características típicas de capacidade (Wh) e preço (€) de banco de baterias recarregáveis, notando-se que as baterias Li-ion possuem o maior custo para uma capacidade (Wh) e analisando-se o peso (kg), nota-se que as baterias Li-ion/Li-polímero utilizam menor peso e , portanto, há menor demanda de esforço por parte dos motores para acionamento eletrônico.

Tabela 2 - Comparação no preço de baterias recarregáveis

	Chumbo-Ácido	Ni-Cd	NiMH	Li-ion/ Li-polímero
Capacidade	480-600 Wh	500Wh	400-600Wh	400-600Wh
Preço	€77-118	€360	€410-550	€450-730
Peso	15-18 kg	12 kg	7-12 kg	2.3 – 3 kg

Fonte: (MATASYAN,2015)

#### 2.2.1.6 Caracterização de Baterias e Montagem do Banco de Baterias

No ano de 2010 foi estabelecido pelo Governo Brasileiro o Programa Nacional de Resíduos Sólidos (Lei 12305-2010) cujo objetivo é traçar, juntamente com entidades privadas, uma cadeia de logística reversa para diversos dispositivos que contenham materiais danosos à saúde humana e ao meio ambiente, tais como pilhas e baterias (BRASIL,2010).

A logística reversa pode ser definida como uma medida de se garantir que produtos disponíveis no mercado sejam descartados corretamente e retornem ao fabricante para que possam ser reaproveitados, reciclados ou então, para que sejam descartados corretamente (ABINEE,2017).

Figura 4 – Política Nacional de Resíduos Sólidos e Logística Reversa

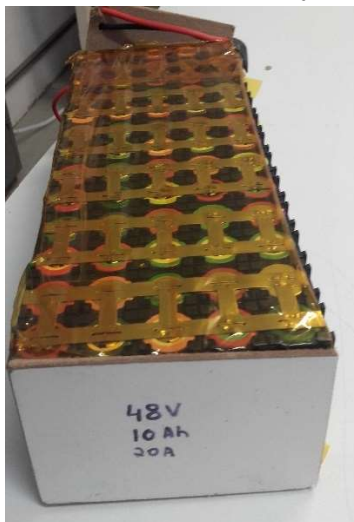


Fonte: (ABINEE,2007)

Com a finalidade de se desenvolver um sistema de baterias que atenda a requisições da PNMU e do Programa Nacional de Resíduos Sólidos, foram coletadas 100 baterias Li-ion de pontos de triagem na cidade de Florianópolis e foram caracterizadas pelo dispositivo Litokala Engineering 500, que é um dispositivo carregador e caracterizador de baterias.

Ao se realizar a caracterização, notou-se que estes dispositivos apresentaram em média a capacidade de 2000mAh e tensão final de carregamento de 4.2 V. Utilizando-se as células baterias para a construção de um dispositivo de baterias, chegou-se ao sistema mostrado na Figura 5, que possui 5 células em série e 13 em paralelo.

Figura 5 – Banco de baterias construído - 10Ah – 48V – 20A

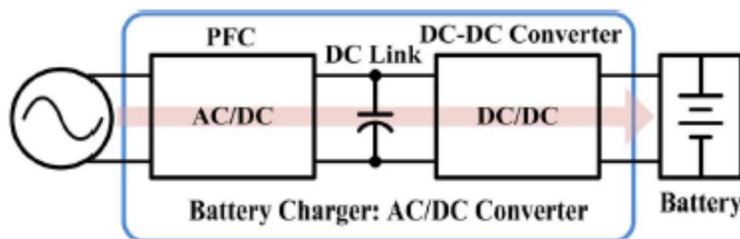


Fonte: do Autor

### 2.2.2 Carregador do Banco de Baterias

A Figura 6 mostra o circuito de uma estrutura típica de um carregador de baterias, onde há a presença de uma seção PFC ( do inglês, Correção do Fator de Potência), na qual é realizada a retificação da tensão de alimentação do circuito, uma seção de filtragem para manter a tensão em nível contínuo (DC Link) e a seção DC-DC (conversor), que é a estrutura responsável por controlar níveis de tensão e corrente a níveis desejados (DENG,2014).

Figura 6 -Estrutura de Carregador de Baterias de Veículos Elétricos



te: (DENG,2014)

Em aplicações de veículos elétricos, deseja-se que os carregadores de veículos elétricos sejam ultra-compactos, eficientes, controlem níveis

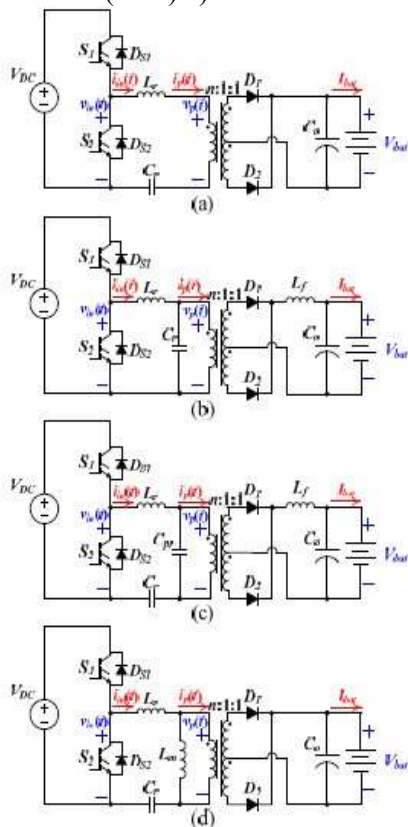


de correntes de alimentação das baterias e possuam isolamento galvânica. Em comparação aos conversores PWM (Pulse Width Modulation), os conversores modulados em frequência possuem as seguintes características: perdas de comutação reduzidas, maior eficiência e capacidade de operar em frequências maiores, características que tendem a possibilitar a redução no dimensionamento de componentes magnéticos (WANG,2013).

Além dessas configurações, os conversores ressonantes DC-DC possuem a característica ZVS (do inglês, Chaveamento Zero em Tensão) para a comutação, característica que pode eliminar fontes de interferência eletromagnética. Com essas propriedades, os conversores ressonantes DC-DC são excelentes topologias para aplicações em veículos elétricos (WANG,2013).

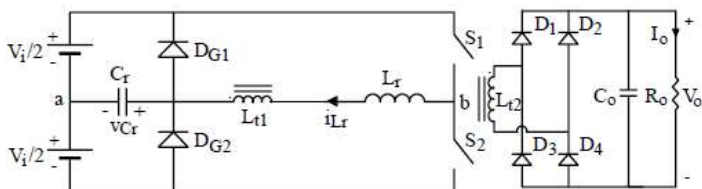
De acordo com configurações diferentes do tanque ressonante, os conversores ressonantes DC-DC podem ser configurados em quatro categorias, descritas na Figura 7. A topologia do conversor SRC, com grampeamento de tensão é discutida por (BARBI,1999) e seu circuito está presente na Figura 8.

Figura 7 – Topologias de Conversores Ressonantes- a) Conversor Série-Ressonante (SRC), b) Conversor Ressonante Paralelo(PRC), c) Conversor Série-Paralelo(LCC) d) Conversor Série-Paralelo(LLC).



Fonte: (WANG,2013)

Figura 8 – Conversor Série-Ressonante com Capacitor Grampeado em Tensão.



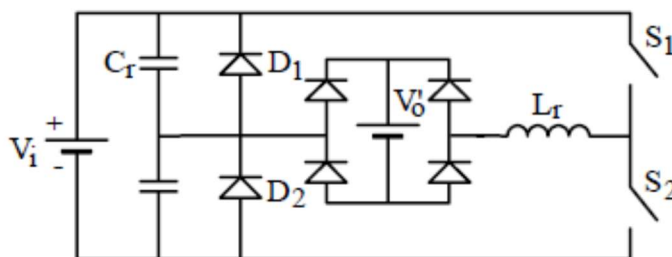
Fonte: (BARBI,1999)

Com a finalidade de se projetar um carregador de bicicleta elétrica a topologia apresentada por (BARBI,1999) será analisada matematicamente quanto a estágios de operação, níveis de tensão, níveis de corrente e estrutura de chaveamento dos interruptores a fim de ser realizada o chaveamento ZVS, que é a estrutura de comutação suave em tensão.

O Conversor Série-Ressonante é uma boa alternativa para conversores onde deseja-se saída em configuração de fonte de corrente, com o desafio da limitação da tensão sobre o capacitor ressonante. Uma solução é a interrupção do ciclo ressonante através do uso do grampeamento de tensão do capacitor ressonante (BARBI,1999).

A topologia do Conversor Série-Ressonante com Grampeamento de Tensão apresentada por (BARBI,1999) possui variações topológicas e simplificações de representação, sendo uma dessas variações apresentada na Figura 9. Nesta variação, os componentes ativos e passivos são ideais, o filtro de saída é substituído por uma fonte de tensão ideal, cujo valor é igual ao valor da tensão de carga, sendo que o conversor está referido ao lado primário do transformador.

Figura 9 – Variação Topológica do Conversor Série-Ressonante com Grampeamento de Tensão.

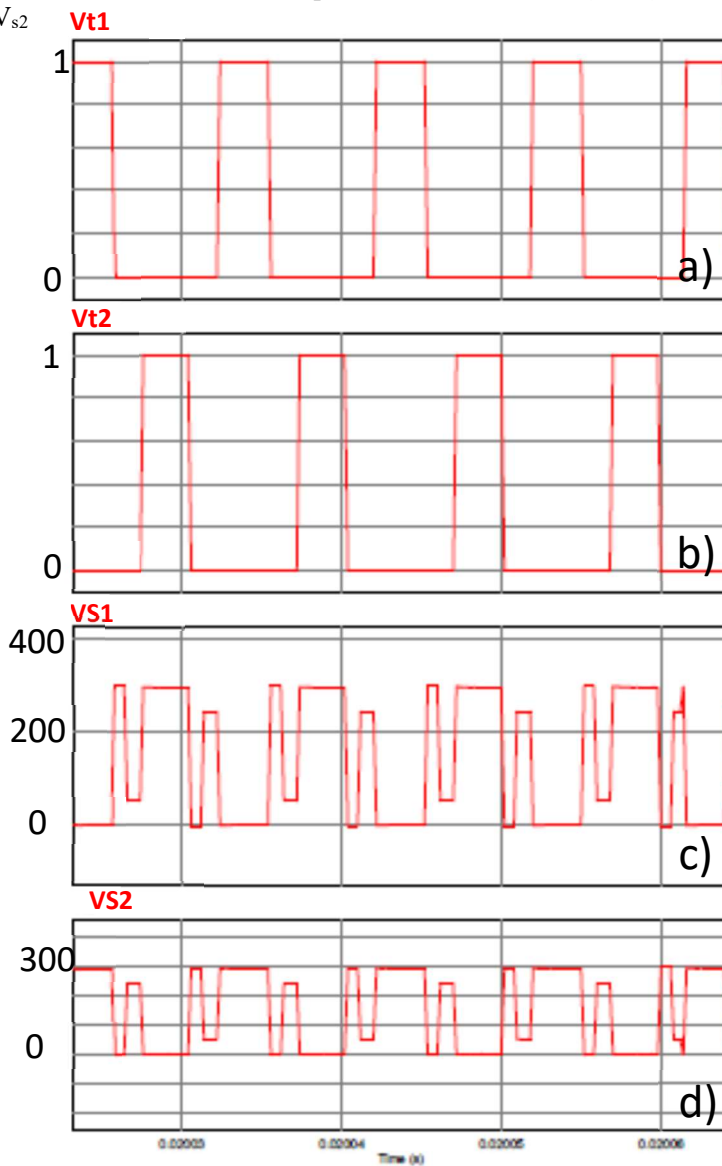


Fonte: (BARBI,1999)

### 2.3 Estratégia de Comando dos Interruptores

Para o funcionamento do circuito ressonante apresentado na Figura 9 é necessário estabelecer uma estratégia de comando para os interruptores para o estabelecimento da comutação suave em tensão (ZVS) e para esta finalidade uma estratégia de acionamento utilizando pulsos de comando é idealizada e apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Estratégia de Comando dos Interruptores do Conversor Série-Ressonante com Grampeamento de Tensão – a)  $V_{t1}$  b)  $V_{t2}$  c)  $V_{s1}$  d)  $V_{s2}$



Fonte: do Autor

Com a Figura 10 é possível verificar os pulsos  $V_{t1}$  e  $V_{t2}$  que são , respectivamente, os pulsos responsáveis pelo acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e ainda é possível verificar as formas de onda de tensão sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

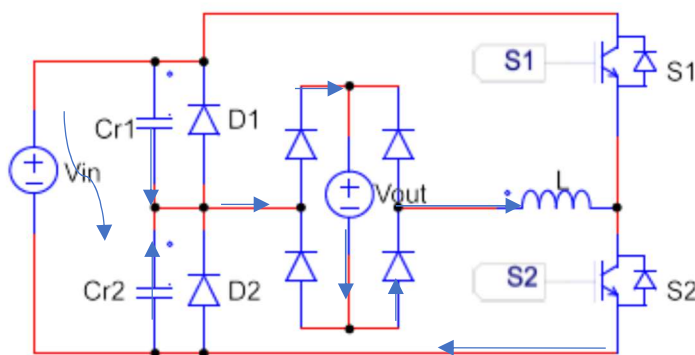
### 2.3.1 Etapas de Funcionamento

A fim de facilitar análises, o conversor é estudado sob etapas de operação, onde componentes ativos e passivos são ideais e o conversor é refletido para o lado primário do transformador (BARBI, 1999).

- Primeira Etapa :

A primeira etapa de funcionamento está presente na Figura 11, sendo o interruptor  $S_2$  comandado a conduzir. No instante inicial a tensão sobre o capacitor  $Cr_1$  é igual a zero, a tensão no capacitor  $Cr_2$  é  $V_{in}$  e a corrente no indutor é zero. A tensão sobre os capacitores e a corrente sobre o indutor operam sob forma ressonante até o instante  $t_1$  quando  $V_{Cr1}$  é igual a  $V_{in}$ , a corrente do indutor é igual a  $I_1$  e a tensão no capacitor  $Cr_2$  é nula.

Figura 11 – Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Primeira Etapa

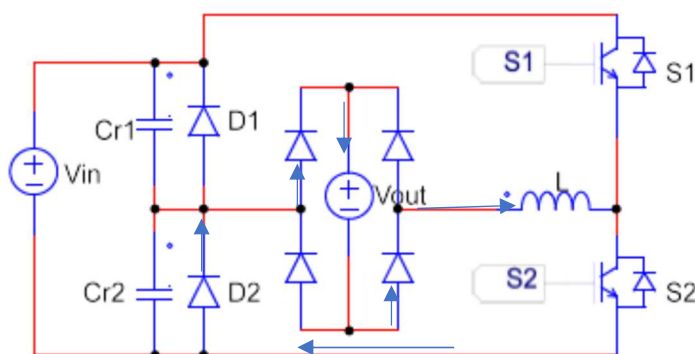


Fonte: do Autor

- Segunda Etapa:

Quando a tensão sobre o capacitor  $Cr_1$  atinge  $V_{in}$ , o diodo  $D_2$  entra em operação, pois a tensão sobre ele é zero. Com a entrada em condução de  $D_2$  a tensão no indutor decresce de forma linear. No final desta etapa a corrente no indutor é zero, onde  $D_2$  é bloqueado no instante  $t_2$ . A Figura 12 mostra esta segunda etapa.

Figura 12- Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Segunda Etapa

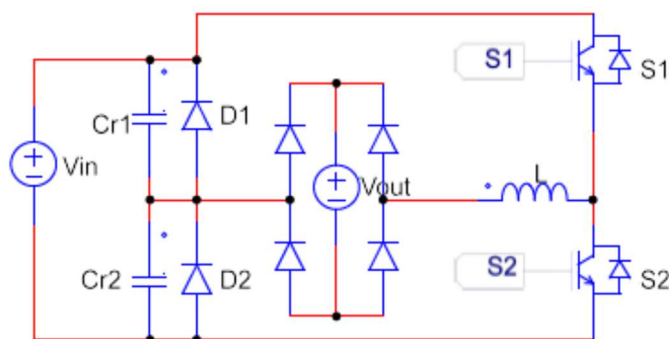


Fonte: do Autor

- Terceira Etapa:

O diodo  $D_2$  bloqueia em  $t_2$ , o interruptor  $S_1$  ainda não é comandado, a tensão sobre  $Cr_1$  é constante e sobre  $Cr_2$  é nula, a corrente no indutor é nula no instante  $t_3$ .

Figura 13 – Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Terceira Etapa

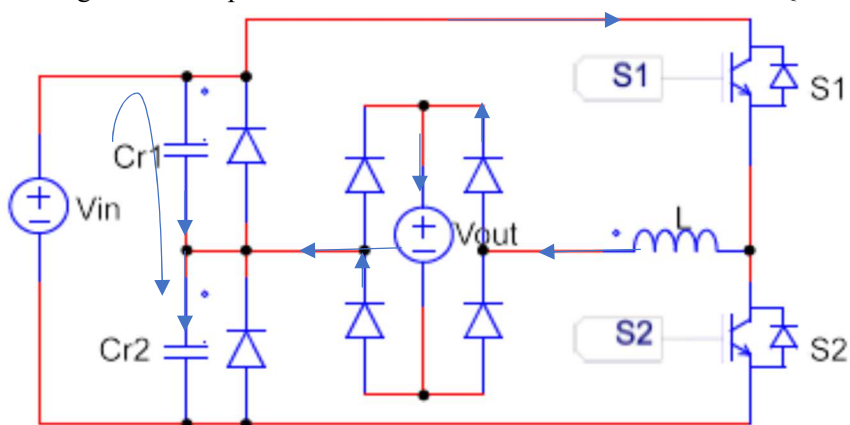


Fonte: do Autor

a. Quarta Etapa:

No tempo  $t_3$ , que é igual a  $T_s/2$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução, como mostrado na Figura 14, a tensão no capacitor  $Cr_1$  torna-se nula no instante  $t_4$  e a tensão no capacitor  $Cr_2$  torna-se  $V_{in}$  neste instante. No instante  $t_4$  a corrente no indutor é  $-I_L$ .

Figura 14 – Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Quarta Etapa

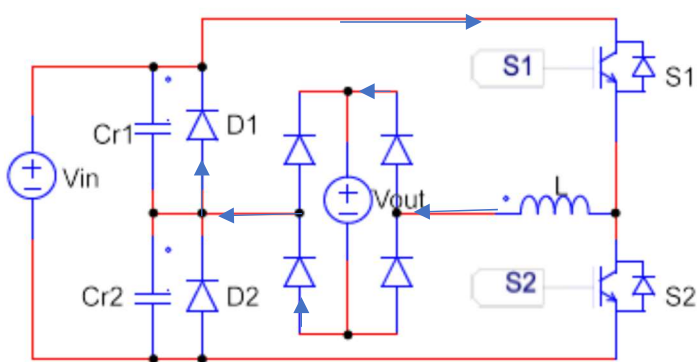


Fonte: do Autor

b. Quinta Etapa:

Quando a tensão no capacitor  $Cr_2$  atinge  $V_{in}$ , o diodo  $D_1$  entra em operação, pois a tensão sobre ele é zero. A tensão no capacitor  $Cr_2$  fica grampeada em  $V_{in}$  e a corrente no indutor ressonante decresce de forma linear, sendo que quando a corrente no indutor torna-se zero, o interruptor  $S_1$  bloqueia no instante  $t_5$ .

Figura 15 – Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Quinta Etapa.



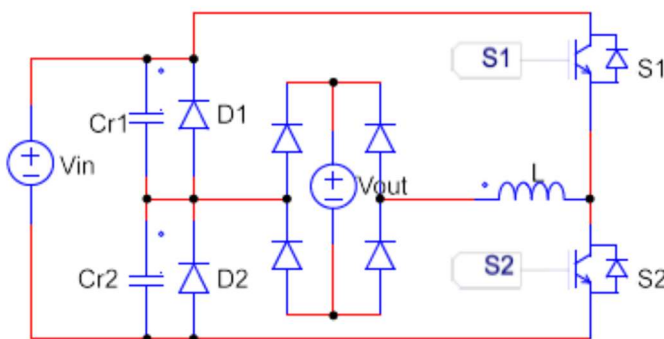
Fonte: do Autor



c. Sexta Etapa:

A configuração da sexta etapa está presente na Figura 16, onde o diodo  $D_1$  bloqueia-se em  $t_5$  e o interruptor  $S_2$  ainda não é comandado a conduzir. A tensão no capacitor  $Cr_2$  é igual a  $V_{in}$  e a corrente no indutor é nula. Esta etapa finaliza quando  $S_1$  é comandado a conduzir, iniciando-se um novo período de funcionamento, no instante  $t_6$ .

Figura 16 – Etapas de Funcionamento – Caminho da Corrente – Sexta Etapa

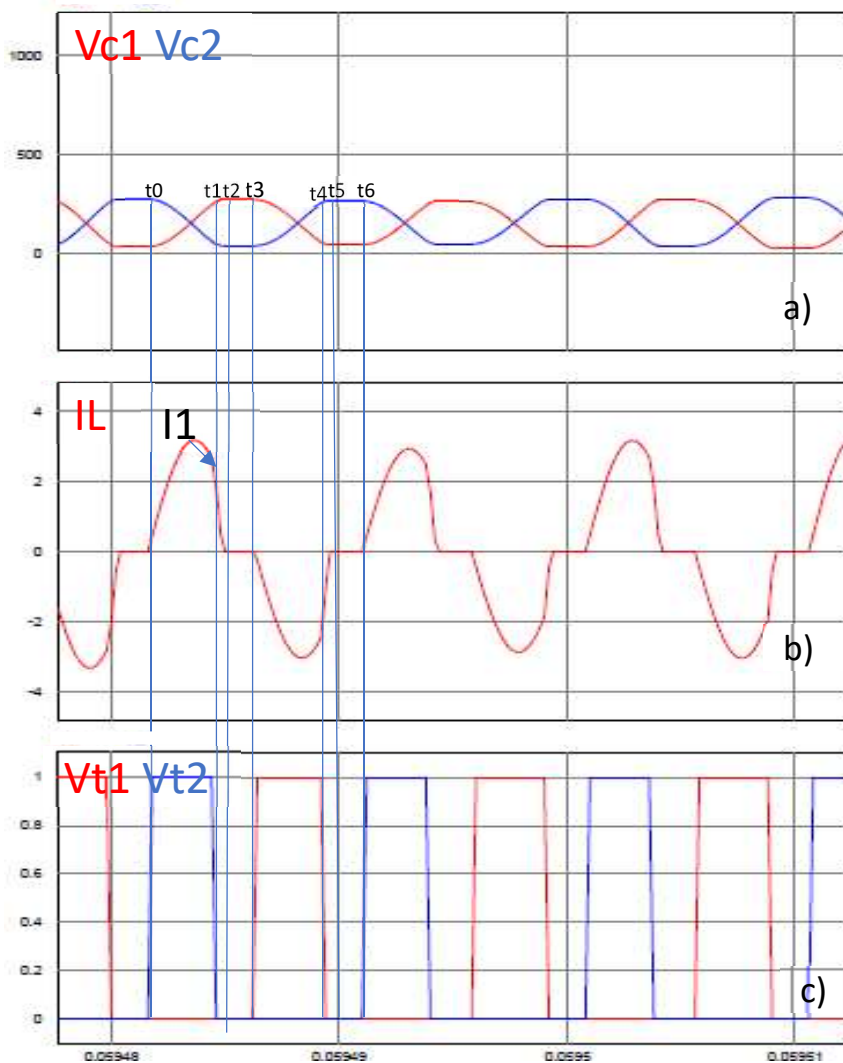


Fonte: do Autor

### 2.3.2 Formas de Onda

As formas de onda importantes, com indicações dos intervalos de tempo, descritas na seção anterior estão presentes na Figura 17.

Figura 17 – Formas de Onda – a) Tensões sobre os capacitores ressonantes b) IL – Corrente no Indutor Ressonante C) Pulsos de Comando dos Interruptores



Fonte: do Autor

### 2.3.3 Equacionamento

Nesta seção são obtidas as expressões de  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $I_L$ , para os diferentes intervalos de tempo. Por haver semelhanças no processo de funcionamento, é analisado somente meio ciclo de operação.

#### a. Primeira Etapa:

As condições iniciais para a primeira etapa são:

$$V_{C1} = 0, V_{C2} = V_{in} \text{ e } I_L = 0$$

Analisando-se o circuito equivalente, retira-se as expressões 1-3:

$$Eq1 = -(V_i) + V_{C1}(t) + V_{C2}(t) = 0 \quad (1)$$

$$Eq2 = -C_r \cdot \frac{dV_{C1}(t)}{dt} + C_r \cdot \frac{dV_{C2}(t)}{dt} + I_L(t) = 0 \quad (2)$$

$$Eq3 = -V_{C2}(t) + V_o(t) + L_r \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = 0 \quad (3)$$

Com a finalidade de trabalhar com as equações 1-3 com transformada de Laplace, desenvolveu-se um código de matlab (seção de apêndice) e com o comando *laplace*, obtém-se essas três equações no domínio da frequência.

Utilizando-se dessas equações no domínio da frequência, chega-se às

expressões (4) até (6), onde  $q = \frac{V_o}{V_i}$ ,  $w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$  e  $z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ :

$$V_{C1}(t) = q \cdot \cos\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) - \cos\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) - q + 1 \quad (4)$$

$$V_{C2}(t) = q + \cos\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) - q \cdot \cos\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) \quad (5)$$

$$I_{L_r} = \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t \cdot w_o)}{2}\right) \quad (6)$$

As expressões 4-5 estão normalizadas quanto a variável  $V_{in}/z$  e ao final da primeira etapa a variável  $V_{C1}$  é igual a  $V_{in}$ , obtém-se o seguinte valor para  $t_1$  (instante no final da primeira etapa):

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot \arccos\left(\frac{q}{(q-1)}\right)}{w_o} \quad (7)$$

#### b. Plano de Fase da Primeira Etapa:

Define-se a variável  $Z_1(t)$  na equação 8.

$$Z_1(t) = V_{C_1}(t) + j \cdot I_{L_r}(t) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} Z_1(t) = & \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right) \cdot i - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right) \cdot i \\ & + \sqrt{2} \cdot q \cdot \cos\left(\frac{q}{q-1}\right) \cdot i - q \cdot t \cdot w_o \cdot i + 1 \end{aligned} \quad (9)$$

c. Segunda Etapa

As condições iniciais para a primeira etapa são:

$$V_{C_1} = V_{in}, \quad V_{C_2} = 0 \quad \text{e} \quad I_{L_r} = I_1.$$

Analisando-se o circuito equivalente da segunda etapa, chega-se às seguintes expressões:

$$I_{L_r}(t_1) = \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right) - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right) \quad (10)$$

$$I_{L_r} = I_{L_r}(t_1) - \frac{V_o}{L_r} \cdot (t - t_1) \quad (11)$$

Com a normalização das expressões 9-10 pelo fator z, chega-se nas expressões 11-13.

$$I_{L_r} = \overline{I_{L_r}}(t_1) - q \cdot w_o \cdot (t - t_1) \quad (12)$$

$$V_{C_1}(t) = 1 \quad (13)$$

$$V_{C_2}(t) = 0 \quad (14)$$

Esta segunda etapa é finalizada quando a corrente no indutor for nula, tal que:

$$I_{L_r} = \overline{I_{L_r}}(t_1) - q \cdot w_o \cdot (t_2 - t_1) = 0 \quad (15)$$

Resolvendo-se esta equação, chega-se a expressão 16:

$$t_2 = \frac{\left( \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot \omega_o}{2}\right) - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot \omega_o}{2}\right) + \sqrt{2} \cdot q \cdot \cos\left(\frac{q}{q-1}\right) \right)}{(q \cdot \omega_o)} \quad (16)$$

d. Plano de Fase da Segunda Etapa.

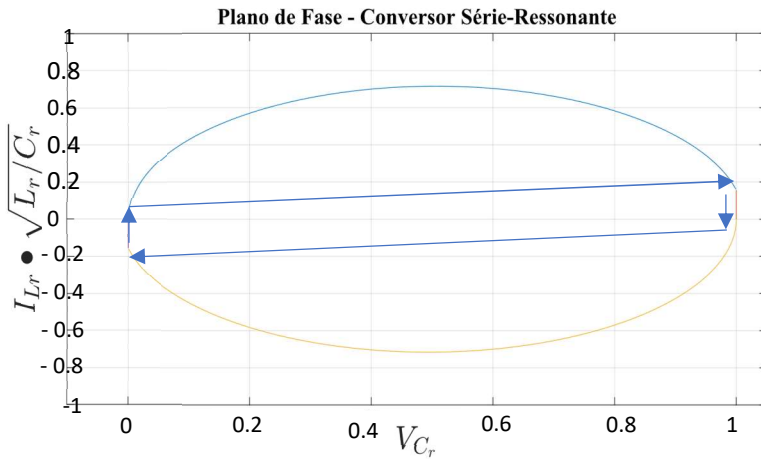
Adotando-se um estratégia semelhante para a primeira etapa, adota-se:

$$\begin{aligned} Z_2(t) &= \overline{V_{C_1}(t)} + j \cdot \overline{I_{L_r}(t)} \\ Z_2(t) &= \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot \omega_o}{2}\right) \cdot i - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot \omega_o}{2}\right) \cdot i \\ &\quad + \sqrt{2} \cdot q \cdot \cos\left(\frac{q}{q-1}\right) \cdot i - q \cdot t \cdot \omega_o \cdot i + 1 \end{aligned} \quad (17)$$

e. Plano Correspondente

O plano de fase correspondente encontra-se na Figura 18.

Figura 18 – Plano de Fase – Conversor Série-Ressonante



Fonte: do Autor

### 2.3.4 Valor Médio de Corrente na Fonte $V_o$

O valor médio de corrente que passa na fonte de tensão  $V_o$  é igual a corrente que passa pelo indutor ressonante, então a corrente pode ser definida por:

$$\overline{I_o} = \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_{L_r}(t) + \int_{t_1}^{t_2} I_{L_r}(t) \right\} \cdot 2 \cdot f_s \quad (18)$$

Utilizando-se as equações 6 e 12 em 18, obtém-se:

$$\overline{I_o} = 2 \cdot f_s \cdot \left( \frac{2}{w_o} + \left( \sin\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o)}{2}\right)^2 \cdot \frac{(q-1)^2}{(q \cdot w_o)} \right) \right) \quad (19)$$

### 2.3.5 Esforços nos Semicondutores

#### 2.3.5.1.1 Valores de Pico, Médio e Eficaz das Correntes nos Interruptores e nos Diodos

A partir do plano de fase, ao se identificar o valor de máximo da figura, é possível identificar o ponto em que a corrente normalizada no indutor é máxima.

Cada interruptor e par de diodos conduz a metade da corrente na fonte  $V_o$ , assim, o valor médio de corrente nos interruptores e nos diodos é dado por:

$$\overline{I_{S_{med}}} = \overline{I_{D_{med}}} = \frac{\overline{I_o}}{2} \quad (20)$$

Já a relação em relação às variáveis eficazes, temos a equação 21:

$$\overline{I_{S_{ef}}} = \overline{I_{D_{ef}}} = \frac{\overline{I_{o_{ef}}}}{\sqrt{2}} \quad (21)$$

Expandindo-se as variáveis encontradas em termos anteriores, tem-se :

$$\overline{I_{o_{ef}}} = \sqrt{2 \cdot f_s \cdot \int_{t_0}^{t_1} I_{L_r}(t)^2 + \int_{t_1}^{t_2} I_{L_r}(t)^2} \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
\overline{I_{O_{df}}} = & \frac{2 \cdot f_s \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} - \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \sin\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o)^3}{2}\right)}{w_o} \right) \\
& + \left( \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} \right) + \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3}{3 \cdot q \cdot w_o} \right) \\
& - \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3}{3 \cdot w_o} \right) + \left( \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{w_o - q \cdot w_o} \right) \\
& - \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{(w_o - q \cdot w_o)} \right) + \left( \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^3 \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{w_o - q \cdot w_o} \right) \\
& - \left( \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} \right) + \left( \frac{2 \cdot 2^{(1/2)} \cdot f_s \cdot q \cdot \sin\left(\frac{(\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o)}{2}\right)^3}{w_o} \right)^{(1/2)}
\end{aligned}$$

(23)

Levando-se em conta a equação 21, temos o cálculo :

$$\begin{aligned}
I_{s_{ef}} = I_{D_{ef}} = & \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} - \frac{(2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \sin((\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o) / 2)^3)}{w_o} \\
& + \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} + \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3}{3 \cdot q \cdot w_o} \\
& - \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3}{3 \cdot w_o} \\
& + \left( \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{w_o - q \cdot w_o} \right) \\
& - \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^2 \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{w_o - q \cdot w_o} \\
& + \frac{\sqrt{2} \cdot f_s \cdot q^3 \cdot \left(\frac{1-q^2}{q^2-2 \cdot q+1}\right)^{(1/2)}}{w_o - q \cdot w_o} \\
& - \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot q \cdot \text{acos}\left(\frac{q}{q-1}\right)}{w_o} + \left( \frac{(2 \cdot 2^{(1/2)} \cdot f_s \cdot q \cdot \sin((\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o) / 2)^3)}{w_o} \right)^{(1/2)}
\end{aligned}
\tag{24}$$

Analisando-se o plano de fase, verifica-se que a corrente de pico dos diodos grampeadores ( $D_1$  e  $D_2$ ), é igual a  $I_1$ .

Então:

$$\overline{I_{DGpico}} = \overline{I_1} = \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right) - \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)
\tag{25}$$

Analisa-se ainda que a corrente nos diodos grampeadores é igual a corrente no indutor somente nos períodos em que a corrente do indutor é linear, assim o valor médio é dado por:



$$\overline{I_{DGmed}} = f_s \cdot \int_{t_1}^{t_2} I_{L_r}(t) \quad (26)$$

$$\overline{I_{DGmed}} = f_s \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^2 \cdot \frac{(q-1)^2}{q \cdot w_o} \quad (27)$$

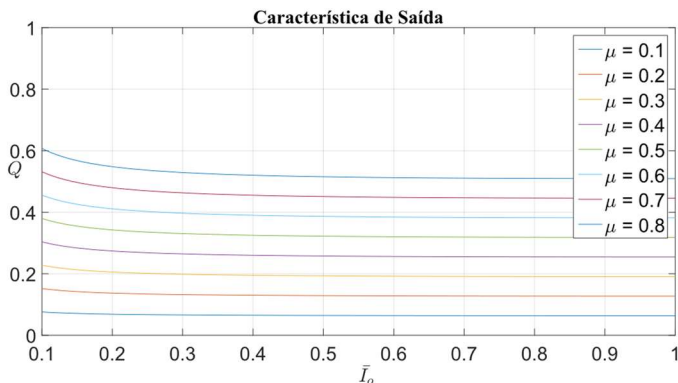
Já a corrente eficaz é calculado por:

$$\overline{I_{DGef}} = \sqrt{f_s \cdot \int_{t_1}^{t_2} I_{L_r}(t)^2} \quad (28)$$

$$\overline{I_{DGef}} = \left( \left( f_s \cdot \left( 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3 + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot q^2 \cdot \sin((\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o) / 2)^3 \right. \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \cdot \sqrt{2} \cdot q^3 \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3 - \frac{6 \cdot \sqrt{2} \cdot q \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t_1 \cdot w_o}{2}\right)^3}{(3 \cdot q \cdot w_o)^{1/2}} \right) \right) \quad (29)$$

### 2.3.5.1.2 Representação Gráfica da Característica de Saída e Esforços nos Semicondutores.

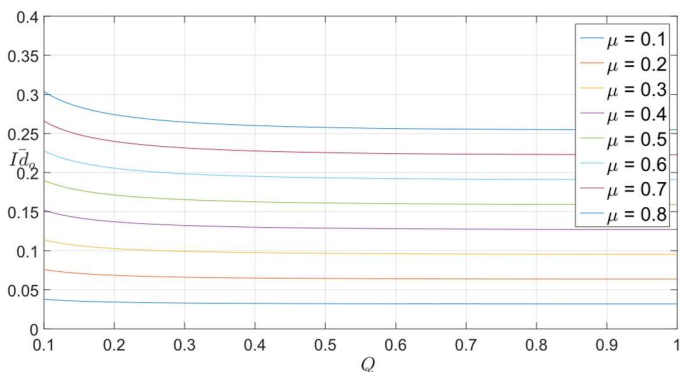
As variáveis de corrente, parametrizadas pela razão  $z/V_1$ , utilizou-se a expressão 18 para configurar a corrente de saída na fonte  $V_o$ . Com configuração das variáveis  $q$  e  $z/V_1$ , obtém-se a Figura 19.

Figura 19 – Característica de Saída – Q vs  $I_o$ 

Fonte: do Autor

Já em relação a configuração de corrente média nos interruptores e nos retificadores, em função da variável Q, obtém-se a Figura 20.

Figura 20- Corrente média nos diodos retificadores e interruptores  $I_D$  vs Q.



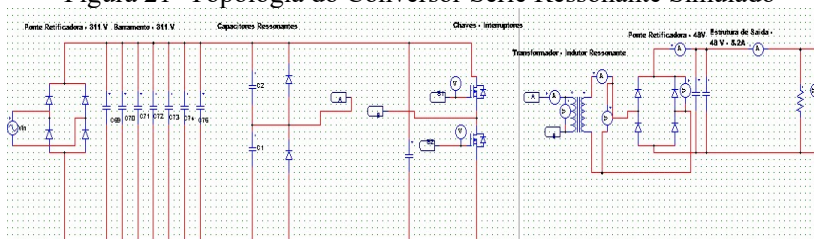
Fonte: do Autor

### 2.3.5.1.3 Simulação e Cálculos de Esforços

Com a finalidade de validar os cálculos de esforços realizados pela planilha de Matlab desenvolvida (seção de apêndice) e por cálculos realizados por simulação computacional, constrói-se um modelo do conversor com o uso do software PSIM e analisa-se os valores de corrente calculados pelo software.

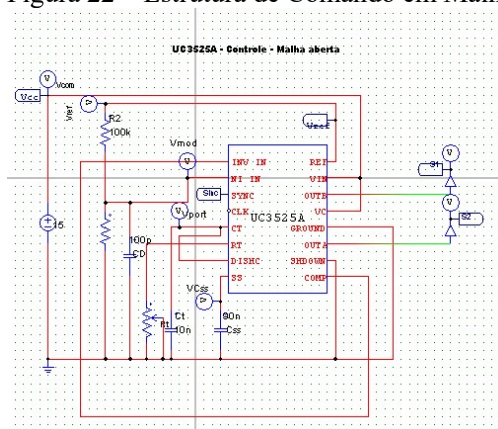
A topologia de conversor simulada é a variação topológica de Conversor Série-Ressonante apresentador por (BARBI,1999), presente nas Figuras 21 à 22.

Figura 21- Topologia do Conversor Série Ressonante Simulado



Fonte: do Autor

Figura 22 – Estrutura de Comando em Malha Aberta – UC3525



Fonte: do Autor

Para a simulação ser realizada, é necessário realizar configurações de projeto, decidiu-se adotar os seguintes parâmetros:

Tabela 3 – Dados de Configurações do Projeto

Tensão de Alimentação ( $V_{in}$ )	311 V
Tensão de Saída ( $V_o$ )	48 V
Potência de Saída ( $P_o$ )	250 W
Corrente de Saída ( $I_o$ )	5.2 A
Frequência de Comutação ( $F_s$ )	100000 Hz
Relação de Transformação do Transformador (N)	3.2

Relação entre Frequência de Chaveamento e Oscilação ( $\mu_o$ )	0.5
---	-----

Com esses parâmetros, chega-se nas seguintes relações:

Tabela 4 – Relações de Configuração

$\mu_o = 0.5;$
$f_o = f_s / \mu_o$
$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o$
$l_c = \omega_o$
$I_{oav} = I_o / n;$
$lcr = (I_{On} \cdot V_{in}) / (I_{oav})$
$z = lcr$
$C_r = 1 / (\omega_o \cdot z) = 12.90 \text{ nF}$
$L_r = 1 / (\omega_o^2 \cdot C_r) = 49.07 \mu\text{H}$

Com estes valores obtidos e utilizando-se as expressões desenvolvidas anteriormente para calcular os esforços de corrente e de saída nos interruptores e diodos, obtém-se:

Valor Médio de Corrente na fonte de saída:

$$I_{On} = 1.625 \text{ A(Primário)} - 5.2 \text{ A (Secundário)} \quad (30)$$

Valor Médio de Corrente nos Interruptores:

$$I_{sa} = 0.8125 \text{ A} \quad (31)$$

Valor Médio de Corrente nos diodos retificadores:

$$I_{da} = 0.8125 \text{ A} \quad (32)$$

Corrente Eficaz na fonte de saída

$$I_{orms} = 2.1461 \text{ A(Primário)} \quad (33)$$

Corrente Eficaz nos Interruptores:

$$I_{srms} = 1.5175 \text{ A} \quad (34)$$

Corrente Eficaz nos diodos retificadores:

$$I_{drms} = 1.5175 \text{ A} \quad (35)$$

Corrente média nos diodos grampeadores:

$$I_{dac} = 0.0099 \text{ A} \quad (36)$$

Corrente de pico nos diodos grampeadores:

$$I_{\text{dpeak}} = 0.7883 \text{ A} \quad (37)$$

Corrente eficaz nos diodos grampeadores:

$$I_{\text{dacrms}} = 0.0722 \text{ A} \quad (38)$$

Após a obtenção desses valores utilizando-se a planilha de matlab(seção de anexos) e de acordo com as expressões desenvolvidas anteriormente, é possível a obtenção desses valores através do uso de simulação do PSIM.

Os valores obtidos com o uso do PSIM encontram-se abaixo:

Corrente Média de Saída – Secundário:

$$I_{\text{On}} = 5.1529 \text{ A (Secundário)} \quad (39)$$

Corrente Média nos Interruptores:

$$I_{\text{sa}} = 0.8677 \text{ A} \quad (40)$$

Corrente Eficaz na Tensão de Saída:

$$I_{\text{orms}} = 5.1678 \text{ A} \quad (41)$$

Corrente Eficaz nos Interruptores:

$$I_{\text{srms}} = 1.7171 \text{ A} \quad (42)$$

Valor Médio de Corrente nos diodos grampeadores:

$$I_{\text{dac}} = 0.0119 \text{ A} \quad (43)$$

Corrente eficaz nos diodos grampeadores:

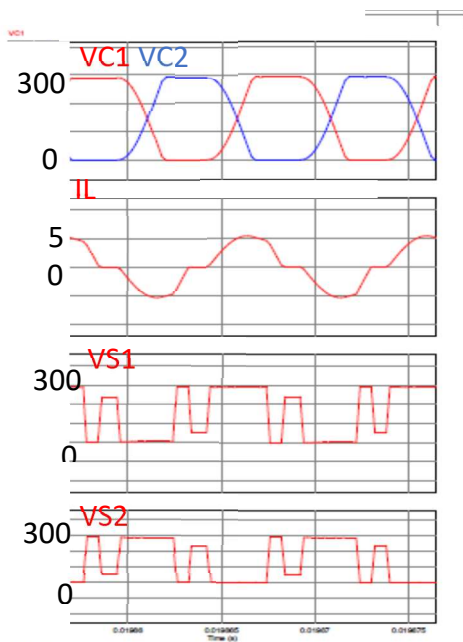
$$I_{\text{dacrms}} = 0.08310 \text{ A} \quad (44)$$

Corrente de pico nos diodos grampeadores:

$$I_{\text{dpeak}} = 0.6856 \text{ A} \quad (45)$$

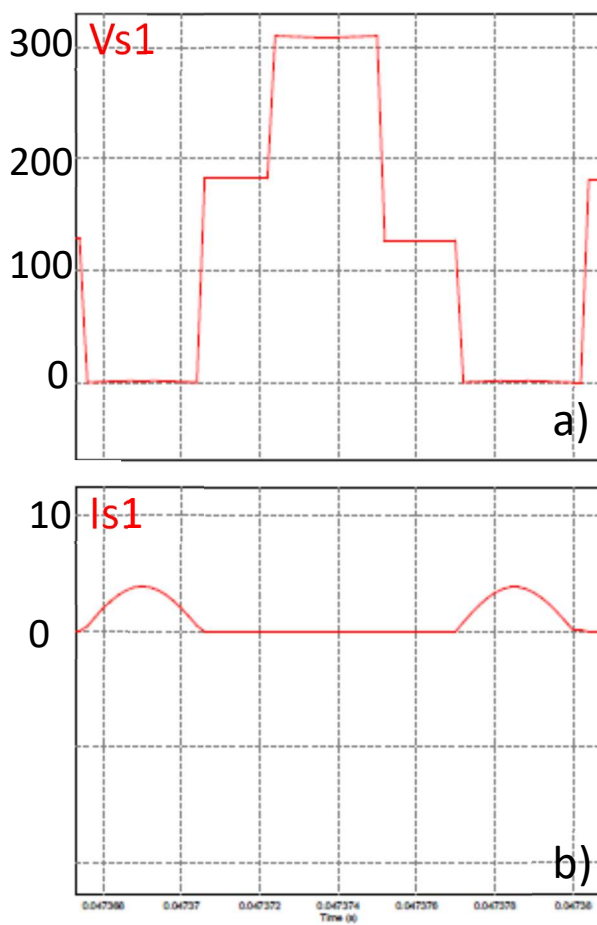
Com a simulação é possível obter diversas figuras do funcionamento do circuito e avaliar se o circuito está funcionando com comutação suave, obtém-se as seguintes figuras 23 até 25:

Figura 23- Gráficos de Saída – a) Tensão sobre os Capacitores Ressonantes b) Corrente no Indutor Ressonantes c) Tensão sobre o interruptor  $S_1$  d) Tensão sobre o interruptor  $S_2$



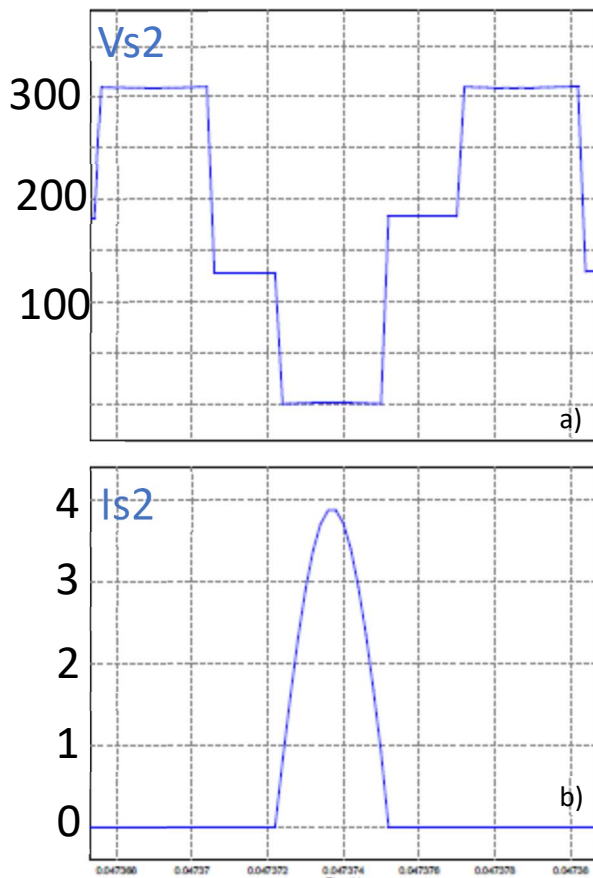
Fonte: do Autor

Figura 24 – a) Tensão sobre o interruptor  $S_1$  b) Corrente sobre o interruptor  $S_1$



Fonte: do Autor

Figura 25 – a) Tensão sobre a interruptor  $S_2$  b) Corrente sobre a interruptor  $S_2$



Fonte: do Autor

Analisando-se as Figuras 24 e 25 é possível analisar que no momento em que a tensão nos interruptores está decaindo, a corrente nos



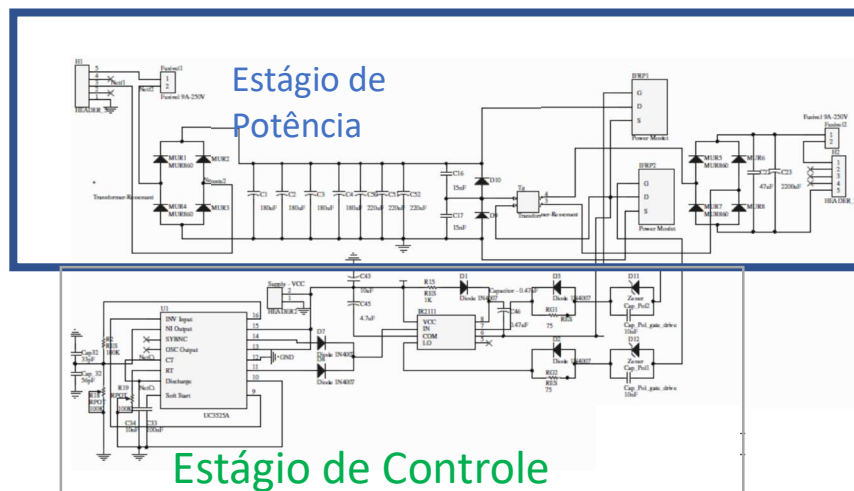
interruptores ainda não foi acionada, caracterizando assim a característica de comutação suave em tensão (ZVS).

### 3 Projeto do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão

O Projeto do Conversor Série-Ressonante é realizado com o uso do software *Altium*, versão 17.1 para projeto de placa de circuito impresso (PCI) e consequente montagem do protótipo do conversor para testes em seu circuito de comando, bem como em estágio de potência.

O desenvolvimento do circuito exige que este seja separado em duas partes: Estágio de Potência, responsável pelo processamento de energia, e o Estágio de Controle, que é o responsável pelo acionamento dos interruptores.

Figura 26 – Estágios de Controle e Potência do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão



Fonte: do Autor

#### 3.1 Estágio de Potência

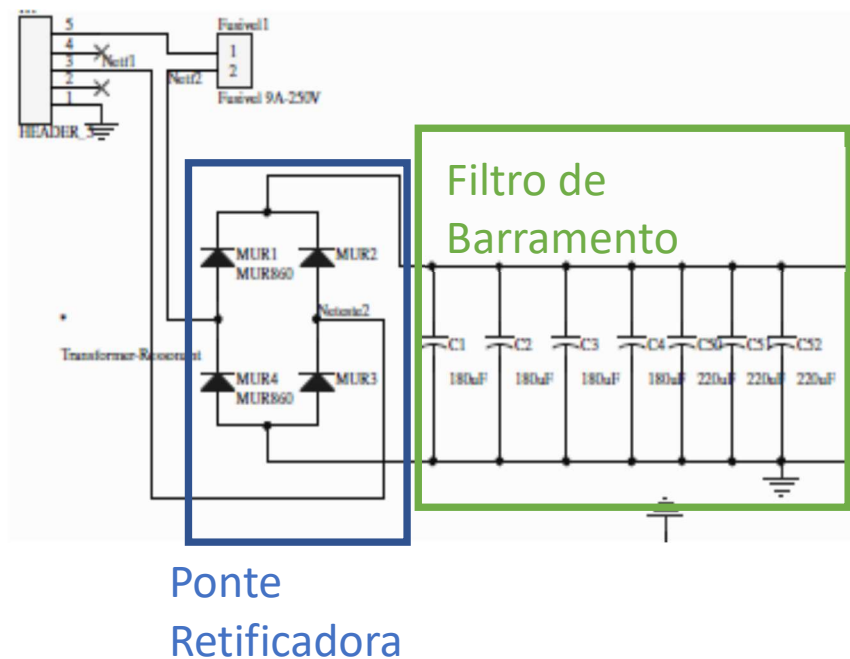
O estágio de potência consiste na etapa em que a energia é processada, desde o ponto de entrada ( $V_{in}$ ) até o ponto de saída:  $V_{out}$ . No estágio de potência existem as seções : Ponte Retificadora de Entrada, Filtro de Barramento de Entrada, Estrutura Ressonante, Ponte Retificadora de Saída e Filtro de Barramento de Saída.

Estas seções estão descritas quanto a estratégia de funcionamento, bem como a escolha de componentes.

### 3.1.1 Ponte Retificadora de Entrada e Filtro de Barramento de Entrada

Na Figura 27 é possível verificar a estrutura de Ponte Retificadora a Diodos, onde escolheu-se o diodo MUR860, com as características de 8 A de corrente direta e 600 V de tensão reversa, a fim de que a estrutura suporte a tensão de alimentação de 311 V (alternada).

Figura 27 – Ponte Retificadora e Filtro de Barramento de Entrada



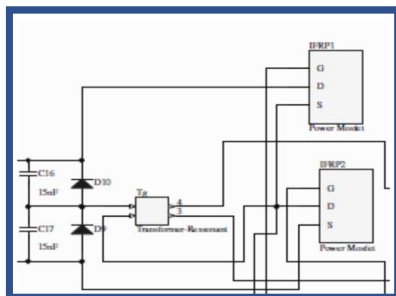
Fonte: do Autor

### 3.1.2 Braço Ressonante

Na Figura 28 é possível analisar a existência dos capacitores ressonantes, a presença de diodos grampeadores, a presença do transformador ressonante e o braço de MOSFETs, sendo que para componentes dos diodos grampeadores escolheu-se o diodo IN4007, que possui limitação de 1 A de corrente e 1000 V de tensão reversa.

Figura 28 – Braço Ressonante do Conversor SRC

## Braço Ressonante



Fonte: do Autor

Como mencionado anteriormente, os capacitores ressonantes foram dimensionados para o valor de 12.90nF, porém, escolheu-se capacitores cerâmicos de 15 nF, com limitação de tensão de 630 V. Já para o indutor ressonante, escolheu-se o valor de indutância de 50  $\mu$ H, sendo que ao invés do projeto e construção de um indutor e de um transformador separadamente, escolheu-se utilizar da indutância de dispersão do transformador como indutância para o circuito.

Com a utilização do software PExpert, o qual utiliza elementos finitos para os cálculos de configuração de transformador, faz-se a escolha do núcleo NEE-55/28/21, com as seguintes configurações:

Tabela 5 – Configurações do Transformador

Número de Voltas do Primário	22
Número de Voltas do Secundário	7
Fio Escolhido	Litz – 421XAWG41
Núcleo Escolhido	NEE/55/28/21

Fonte: do Autor

Utilizando-se o equipamento conhecido como Ponte LCR, fez-se as medições de indutância de dispersão dos lados primário e secundário do transformador, resistência e da indutância magnetizante do circuito, sendo registrado os seguintes valores:

Tabela 6 – Dados de Ensaio do Transformador – 100 kHz

Resistência Primário	56.42 m $\Omega$
Resistência Secundário	174m $\Omega$

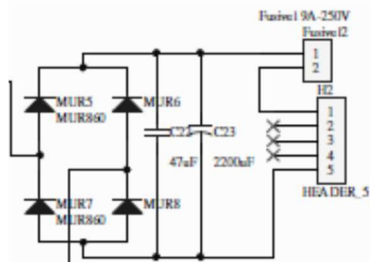
Indutância de Dispersão Primário	28.03 $\mu$ H
Indutância de Dispersão Secundário	3.06 $\mu$ H
Indutância Magnetizante	2.49 mH

Para os interruptores do braço ressonante, foram escolhidos os MOSFETs de Potência da série IRFP460, que possui limite de tensão de Dreno-Source de 500 V e corrente de dreno de 20 A. (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR,2018).

### 3.1.3 Ponte Retificadora e Filtro de Barramento de Saída

É possível verificar na Figura 29 a estrutura de ponte retificadora com os diodos MUR860, que são responsáveis pela retificação do sinal de saída, em seguida há um filtro de barramento composto por um capacitor de 47 $\mu$ F, responsável por filtrar altas frequências e o capacitor eletrolítico de 2200 $\mu$ F, que é responsável pela filtragem de sinais de baixa frequência, mas também é possível notar a presença de um fusível, que é responsável por fazer a proteção do circuito.

Figura 29 – Ponte Retificadora de Saída e Filtro de Barramento de Saída

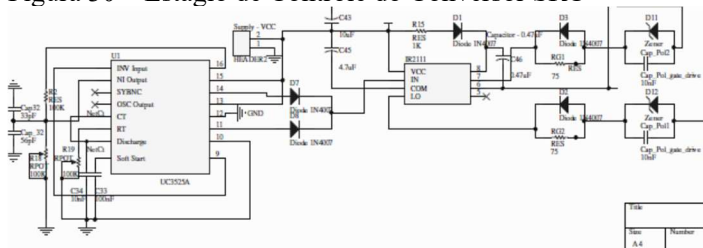


Fonte: do Autor

## 3.2 Estágio de Controle

Na estratégia de controle são gerados dois pulsos PWM que são responsáveis pelo acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  de acordo com estratégias de acionamento apresentadas anteriormente. Nesta estrutura estão presentes dois componentes, o UC3525A, que é responsável pela geração de pulsos PWM e o componente IR2111, que é responsável pelo processamento dos pulsos gerados e referenciamento dos interruptores através do capacitor de bootstrap.

Figura 30 – Estágio de Controle do Conversor SRC

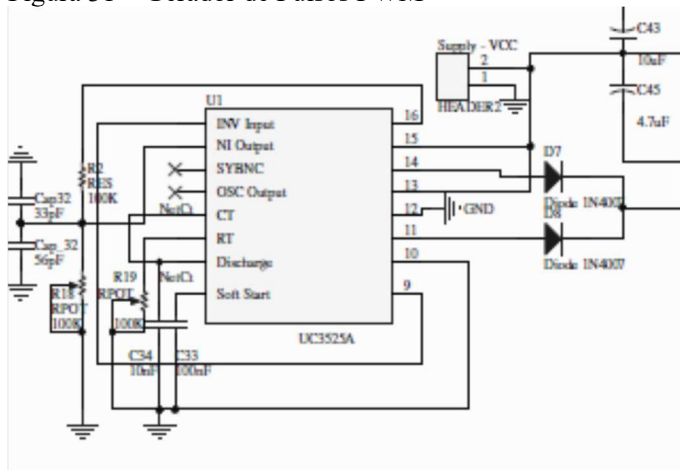


Fonte : do Autor

### 3.2.1 Geração dos Pulsos PWM

É possível analisar a Figura 31 e perceber a presença do componente UC3525A, que é responsável pela geração de dois pulsos de comando PWM configurados a 100kHz e com valor de amplitude de 15 V, que são responsáveis pelo acionamento dos interruptores, sendo que estes sinais são enviados ao IR2111 através das portas 14 e 11, onde há a presença de dois diodos IN4007, onde esses pulsos são adicionados e enviados ao IR2111.

Figura 31 – Gerador de Pulsos PWM



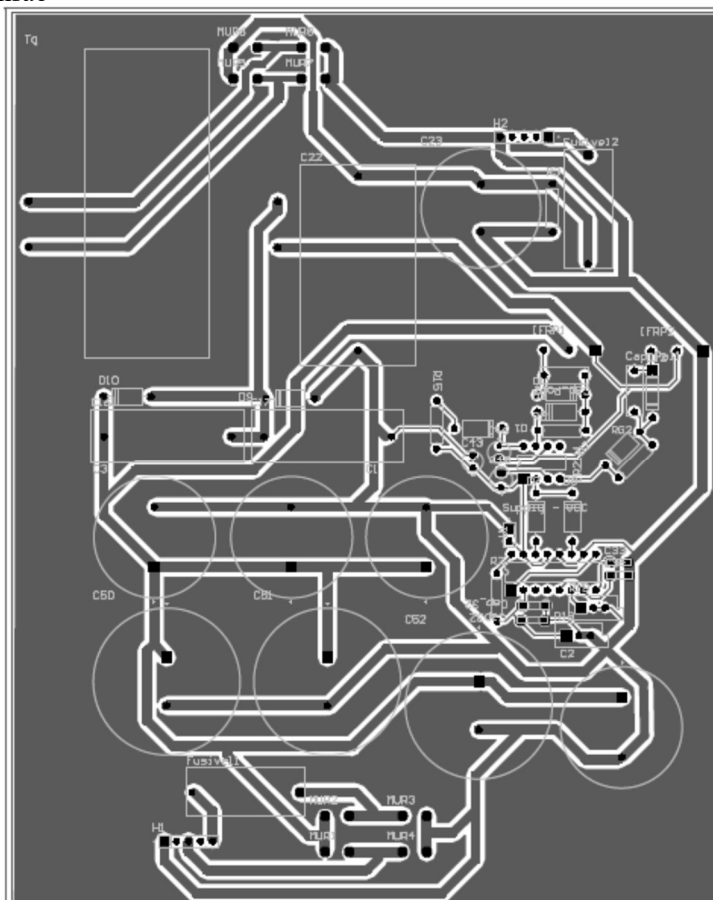
Fonte: do Autor

### 3.2.2 Processamento dos Pulsos de Comando

É possível analisar na Figura 32 que o pulso gerado pelo UC3525A é recebido pelo IR2111 e, internamente, é gerado dois sinais a partir deste sinal, sendo que o novo sinal gerado é o complemento do sinal original. Os sinais que saem das portas de saída (1 e 7) passam por uma seção de resistor, para limitar



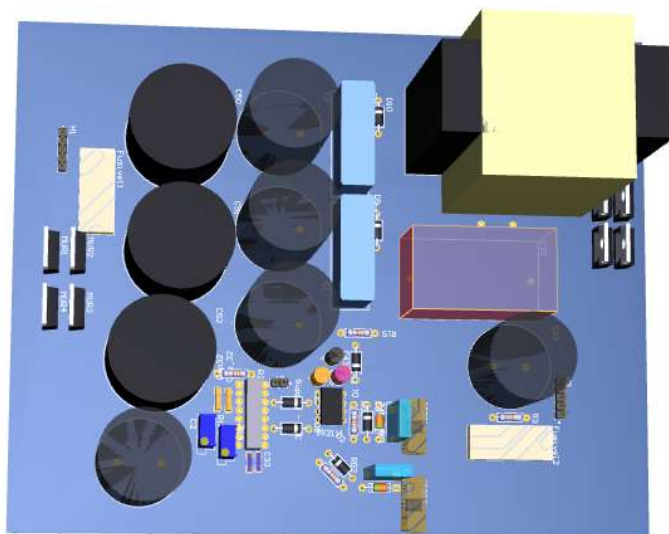
Figura 33 – Projeto de PCB do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão



Fonte: do Autor



Figura 34 – Visão em 3D do Conversor Sériο-Ressonante Grampeado em Tensão



Fonte: do Autor

## 4 Montagem do Conversor e Resultados

Após o projeto de placa de circuito impresso (PCB) do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão, há uma nova etapa, que é a montagem do protótipo, soldagem de componentes, testes de presença de curto-circuito e testes de operação do circuito.

Com a finalidade de se observar o funcionamento do circuito, iniciou-se soldagem dos componentes do estágio de controle e, posteriormente, os componentes de estágio de potência.

### 4.1 Soldagem dos Componentes do Estágio de Controle e de Potência

A soldagem dos componentes do estágio de controle iniciou-se pela soldagem dos componentes responsáveis pelo acionamento do UC3525A, que é o responsável pela geração de pulsos PWM responsáveis pelo acionamento dos interruptores

Com a soldagem dos componentes, é possível verificar então a existência de curto-circuito entre as diferentes portas do UC3525A, entre a alimentação ( $V_{CC}$ ) e o terra e também entre as portas e o terra. Utilizando-se o multímetro digital foi possível analisar estes pontos, corrigir eventuais erros e realizar a alimentação do circuito com energia para verificar a presença dos pulsos PWM nas saídas do UC3525A.

Após a soldagem dos componentes do UC3525A e a realização dos diversos testes, foi possível prosseguir para a soldagem do componente IR2111 e dos capacitores e resistores responsáveis pelo funcionamento do IR2111.

Na soldagem e testes do componente IR2111, é possível destacar a presença do capacitor de bootstrap, pois este é o responsável pelo referenciamento em tensão nas tensões de Gate-Source dos Mosfets de Potência.

Após a soldagem do IR2111 e dos resistores, capacitores e diodos, segue-se para os testes de curto-circuito, que aparecem devido a soldas entre as portas dos componentes e o aterramento, onde é utilizado o multímetro digital para se testar a presença de curto-circuito entre as portas do IR2111, entre sua alimentação e o terra e entre as portas e o terra.

Ao se verificar a presença de curto-circuitos, é utilizado o ferro de solda para retirar esses pontos, bem como são utilizados jumpers onde as trilhas do circuito se rompem, a fim de continuar com a experimentação do circuito.

Com a correção dos pontos de curto-circuito dos componentes referentes ao UC3525A e ao IR2111 é alimentar o circuito e obter gráficos mostrando o funcionamento do circuito, onde é mostrado a geração dos dois pulsos PWM por parte do IR2111, onde os sinais são condicionados para realizar o acionamento dos interruptores através do capacitor de bootstrap.

Após a soldagem dos componentes de estágio de controle, passa-se para a soldagem dos componentes do estágio de potência e após a montagem desses componentes e de testes de curto-circuito, verificou-se a necessidade do projeto e montagem de uma nova placa, pois havia a presença de diversas trilhas rompidas.

## **4.2 Soldagem dos Componentes da Nova Placa**

Uma nova placa de circuito impresso foi projetada e a conseguinte remontagem e soldagem dos estágios de controle e de potência, onde são realizados os testes de curto-circuito entre as portas dos componentes, alimentação e aterramento.

Prosseguindo-se com a finalidade de se avaliar o funcionamento do circuito quanto a comutação suave em tensão, abriu-se as trilhas que conectam a estrutura do Braço Ressonante com a Ponte Retificadora de Saída, abriu-se o terminal secundário do transformador ressonante e adicionou-se um capacitor entre os terminais Dreno do interruptor  $S_1$  e Source do interruptor  $S_2$ .

Esse capacitor tem a finalidade de diminuir as oscilações nas ondas de tensão geradas pelos interruptores, e também é adicionada em série aos terminais primários do indutor um capacitor para corrente alternada, a fim de se ter uma carga RLC série para o circuito e ,assim, facilitar a estrutura a realizar a comutação suave em tensão.

Utilizando-se os MOSFETs IFRP460 em testes de operação de carga, percebeu-se que ao se aumentar a tensão de alimentação para próximo de 311 V, ocorria um aumento grande na temperatura observada nos interruptores e ao se realizar um desses testes, ocorreu e explosão dos interruptores IFRP, devido ao grande aquecimento.

Avaliou-se que o aquecimento e conseguinte ruptura ocorreu devido a duas razões: elevada frequência de comutação que leva a grandes perdas de comutação.Com essa análise, trocou-se a série MOSFETS IFRP460 pela IFRP440, reduziu-se a frequência de comutação de 100 kHz para 50 kHz e foi feito o teste de acionamento da alimentação de entrada para verificar a ocorrência de comutação suave em tensão e verificou-se que o circuito opera em comutação suave em tensão.

Então, com essa configuração, os componentes do Conversor Série-Ressonante Grampeado em tensão foram reconfigurados para o projeto inicial, soldou-se as seções de Ponte Retificadora de Saída e Filtro de Barramento de Saída e ao elevar a tensão de alimentação de saída para 311 V, averiguou-se que a tensão de saída estava funcionando de acordo com o planejado, como um conversor DC-DC com uma etapa alternada, porém com níveis de saída de 18 V, quando o desejado era de 48 V.

Com esse nível de tensão, analisou-se novamente os níveis de tensão dos pulsos PWM gerados pelo IR2111 e notou-se que este circuito gera ondas de pulso complementares, ou seja, se uma onda possui a configuração D para razão cíclica, a outra onda possui configuração 1-D de razão cíclica.

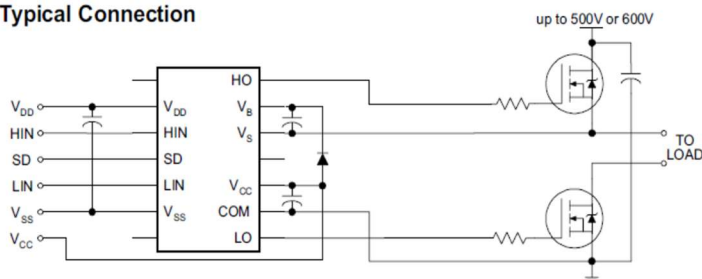
Ao se notar essa configuração de complemento e de razão cíclica, notou-se a necessidade de reprojeto o condicionamento do sinal por parte do IR2111 e decidiu-se utilizar o componente IR2110 como componente responsável pelo condicionamento dos pulsos de comando para acionamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

Com essa nova configuração de condicionamento dos pulsos de comando, seria necessário um novo projeto de circuito impresso que incluísse a estrutura do IR2110 no projeto, porém, com a finalidade de se realizar somente testes rápidos para o funcionamento do circuito, realizou-se uma série de cortes nas trilhas do IR2111 e anexou-se a placa do IR2110 na segunda placa de circuito impresso projetada.

A estrutura do IR2110 e seus componentes foram montados e soldados de acordo com as configurações presentes na Figura 37, sendo possível notar a presença de capacitores e diodo de bootstrap, circuito esse responsável pela referência de tensão 0-15 V nos interruptores de acionamento e responsável por esse nivelamento para facilitar o acionamento dos interruptores.

Figura 35 – Configuração do IR2110

#### Typical Connection



Fonte: (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2018)

A soldagem e montagem destes componentes seguiu etapas semelhantes as anteriores para colocação dos componentes, montagem e conseguinte soldagem, onde são realizados diversos testes de curto-circuito entre as portas, tensão de alimentação e sistema de aterramento do circuito.

Ainda na Figura 37 é possível notar a presença de resistores de gate, que são resistores responsáveis por limitar a corrente de acionamento nas estruturas de gate-drive e para que ocorra o correto acionamento dos MOSFETs de Potência.

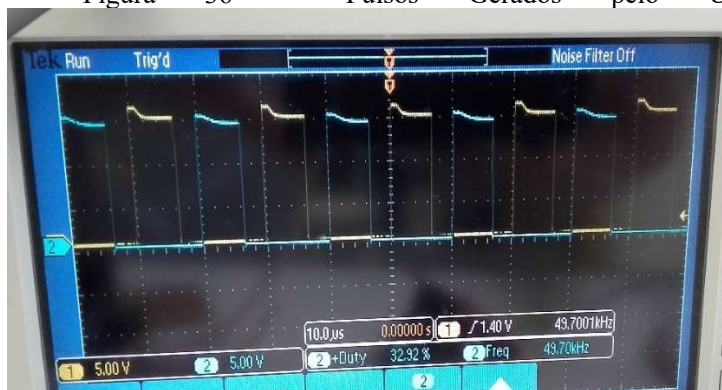
Após a montagem dos componentes e dos testes realizados, passou-se a alimentar o circuito, percebia-se um forte curto-circuito, pois mesmo sob baixa tensão de alimentação, havia a presença de uma corrente elevada, fator esse que levou a diversas verificações e correções na placa.

Ao ser finalizado essa correção de curto-circuito, passou-se a verificar se os sinais gerados pelo UC3525A estavam sendo enviados ao IR2110 e então, verificou-se se estes sinais foram condicionados corretamente ao nível de tensão 0-15 V, com a frequência especificada e com a existência de tempo morto entre os pulsos gerados.

Com a geração e condicionamento dos sinais pelo IR2110 era necessário verificar se esses sinais estavam chegando aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e ocorrendo essa verificação, era possível então iniciar os testes em com a tensão de alimentação do estágio de potência, com etapas de elevando a tensão de alimentação do estágio de potência, verificando-se a tensão de saída e a temperatura nos interruptores ao longo do ciclo de testes.

Acionando-se a tensão de alimentação, foi possível observar que os pulsos gerados pelo IR2110 chegavam aos interruptores de acordo com o planejado, porém, não houve o chaveamento por parte dos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$ .

Figura 36 – Pulsos Gerados pelo UC3525A



Fonte: do Autor

Como não foi confirmado o chaveamento dos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$  com a elevação da tensão de alimentação, não é possível prosseguir com novos testes para averiguar o funcionamento do circuito com tensão e potência nominais, sendo necessário separar as diversas partes do circuito e realizar uma série de testes para verificar os problemas e solucioná-los.

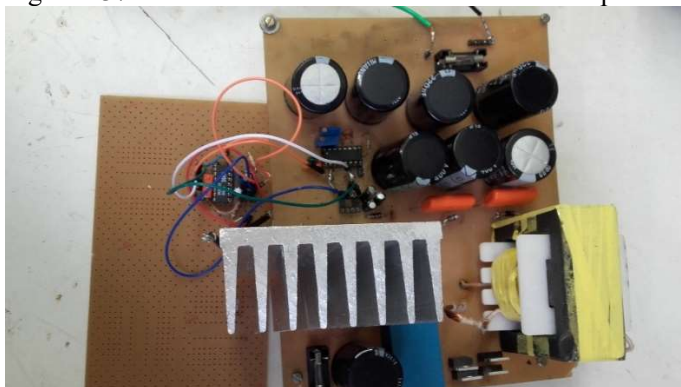
As etapas de projeto do transformador ressonantes, das simulações e da placa de circuito impresso demoraram cerca de três meses e a etapa de impressão

da placa de circuito impresso, montagem do circuito, soldagem dos componentes e outra etapa de reprojetar a placa para solucionar problemas de explosão de trilhas demorou cerca de dois meses e meio.

Com a finalidade de se analisar o funcionamento do Conversor Série-Ressonante Grampeamento em tensão, sugere-se reprojetar a placa de circuito impresso novamente, desta vez incluindo o IR2110, atentando-se para as etapas de solda dos componentes e dimensionamento do tamanho de trilhas.

Após a soldagem do Braço Ressonante e da Ponte Retificadora de Entrada, pode ser utilizada a indutância de dispersão do lado primário em série com uma carga capacitiva para se testar o funcionamento do circuito quanto a comutação suave, antes de se realizar o circuito com a tensão de alimentação em potência e tensão nominais.

Figura 37 – Placa PCB com todos os componentes soldados



Fonte: do Autor

Com o funcionamento da comutação suave do circuito é possível então fechar os contatos do circuito com as estruturas de Ponte Retificadora de Saída e Filtro de Barramento de Saída a fim de se ter o circuito completo funcionando e verificar o funcionamento do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão como um conversor contínuo-contínuo com uma seção alternada.

Após a conexão das diversas etapas pode-se proceder para etapa onde a tensão de alimentação do circuito é levada a tensão nominal de alimentação e chegando-se assim na potência nominal de operação, onde é utilizada uma carga resistiva de saída como forma de analisar o funcionamento do circuito.

## 5 Conclusão

O objetivo geral deste Trabalho de Conclusão de Curso foi estudar e apresentar o tema de bicicletas elétricas e propor o estudo do desenvolvimento de carregadores de baterias de bicicletas elétricas, compreendendo análise matemática, simulação, projeto, construção e validação do conversor estudado.

As bicicletas elétricas foram apresentadas como proposta para solucionar desafios de transporte coletivo e individual em cidades que enfrentam problemas relacionados a poluição do ar e tráfego intenso de veículos automotores, constando o desenvolvimento do carregador de baterias de bicicletas elétricas como um meio de fomentar o uso de tecnologias ambientalmente amigáveis para o transporte urbano.

O projeto de desenvolvimento do carregador de baterias consistiu em analisar a topologia de uma variação topológica do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão, onde o conversor é modelado matematicamente através de Equações Diferenciais e soluções de modelagem são apresentadas através do uso da Transformada de Laplace.

Após a modelagem matemática é apresentada a versão da topologia que apresenta estágios de controle e de potência, estágios estes necessários para o processamento de energia e para o acionamento dos MOSFETs de Potência presentes na estrutura.

Com os resultados da simulação dos estágios de potência e controle foi possível verificar o funcionamento da estratégia de modulação conhecida como ZVS, ou então, comutação suave em tensão, onde a tensão do MOSFET vai a zero antes que a corrente do interruptor seja acionada.

Após a simulação do circuito, foram realizados dois projetos de placa de circuito impresso para a validação do funcionamento da topologia, sendo que na primeira placa houveram diversos problemas com os pontos de solda, explosão de trilhas e existência de curto-circuito, decisão essa que levou ao desenvolvimento de uma nova placa.

Com o desenvolvimento de uma nova placa, passou-se para a montagem e solda dos componentes, onde foram realizados diversos testes e verificou-se o funcionamento do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão em níveis de tensão não desejados.

Além deste problema, verificou-se que os pulsos gerados não estavam com a configuração desejada e portavam o comportamento de pulsos complementares e para solucionar este problema, fez-se o projeto de um novo estágio de controle, onde uma placa extra é anexada ao sistema do conversor para a geração dos pulsos de comando.

Esses pulsos de comando foram gerados com sucesso, porém, em testes de chaveamento dos interruptores, não houve sucesso neste chaveamento e

devido a questões de tempo, foi necessária a paralização dos testes e prosseguiu-se para a análise e escrita de resultados.

Como sugestão de continuação de trabalho, coloca-se como sugestão a continuidade de testes no estágio de controle para avaliar o funcionamento do estágio de controle no momento em que o circuito também está sendo alimentado no estágio de potência.

Após essa avaliação, sugere-se a continuidade dos trabalhos através de testes da operação do estágio de potência através do uso de diferentes cargas, testando-se o circuito até chegar no momento de operação em potência nominal.



## REFERÊNCIAS

- ABINEE. Programa Recebe Pilhas – Cartilha Informativa . Disponível em :<[www.abinee.org.br/informac/arquivos/pilhas.pdf](http://www.abinee.org.br/informac/arquivos/pilhas.pdf)> Acesso em: 24 set.2018
- “ANZSES solar ... proceedings plug in [electronic resource]. - Version details - Trove”. [Online]. Disponível em: <http://alanparker-pest.org/Publications20002004files/ARTF%20PABsParker02.pdf>. Acessado em: 05 dez.2017
- BARBI, IVO; SOUZA, FABIANA POTTKER DE. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Florianópolis: Ed. do Autor, 1999. vi, 376p. ISBN 85-901046-1-3
- BOSCH Owner’s Manual – The Bosch Drive System(20 mph) . Germany: Bosch Gmbh,2018. Disponível em: <[https://www.boschebike.com/fileadmin/EBC/downloads/Bedienungsanleitungen-US/US-CA-MY17/System\\_201604\\_0275U07XSC\\_20mph\\_Sys\\_oReg.pdf?\\_=1515664965](https://www.boschebike.com/fileadmin/EBC/downloads/Bedienungsanleitungen-US/US-CA-MY17/System_201604_0275U07XSC_20mph_Sys_oReg.pdf?_=1515664965)> Acesso em: 20 set. 18
- BOSCH On Boar Computer - Nyon . Germany: Bosch Gmbh,2018. <https://www.bosch-ebike.com/en/products/nyon/> Acesso em: 20 set. 18
- CAIRNS, E. J.; ALBERTUS, P. Batteries for Electric and Hybrid-Electric Vehicles. **Annual Review of Chemical and Biomolecular Engineering**, v. 1, n. 1, p. 299–320, 15 jun. 2010.
- CARVALHO, A. P. DE. Objetivos do desenvolvimento sustentável. **GV-executivo**, v. 14, n. 2, p. 72, 8 out. 2015.
- DENATRAN. Resolução N°465, de 27 de Novembro de2013”. [Online]. Disponível em: <http://www.denatran.gov.br/download/Resolucoes/Resolucao4652013.pdf> Acesso em: 18 set.2018
- DENG, J. et al. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 63, n. 4, p. 1581–1592, maio 2014.
- DILL, J.; ROSE, G. Electric Bikes and Transportation Policy: Insights from Early Adopters. **Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board**, v. 2314, n. 1, p. 1–6, jan. 2012.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR . **Datasheet: MUR840, MUR860**. Disponível em: <[www.mouser.com/ds/2/149/RURP860-244175.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/149/RURP860-244175.pdf)>. Acesso em : 23 Nov. 2018

FYHRI, A.; FEARNLEY, N. Effects of e-bikes on bicycle use and mode share. **Transportation Research Part D: Transport and Environment**, v. 36, p. 45–52, 1 maio 2015.

.H. Wang e A. Khaligh, “Comprehensive topological analyses of isolated resonant converters in PEV battery charging applications”, in **2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, 2013, p. 1–7.

HOOGZAAD, JELMER. **Bikes to reduce emissions** Disponível em: <[https://climatefocus.com/sites/default/files/cycling\\_\\_climate\\_finance\\_briefing.pdf](https://climatefocus.com/sites/default/files/cycling__climate_finance_briefing.pdf)> Acesso em: 18 de setembro de 2018

INTERNATIONAL RECTIFIER **Datasheet: IR2110**. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e> Acesso em: 24 Nov 2018

J. X. WEINERT, A. F. BURKE, e X. WEI, “Lead-acid and lithium-ion batteries for the Chinese electric bike market and implications on future technology advancement”, **Journal of Power Sources**, vol. 172, nº 2, p. 938–945, out. 2007.

KHALIGH, A.; LI, Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 6, p. 2806–2814, jul. 2010.

MATASYAN, Artur. Technical Analysis and Market Study of Electric Bicycles. 2015.84 f. **Dissertação (Master of Science) - Universitat Politècnica de Catalunya**

MORATO, MARCELO, Bogotá – **Um conceito de transporte público que vai além de veículos de transporte de massa**, p. 19, 2015.

Disponível em: <http://www.usjt.br/arq.urb/numero-13/1-marcelo-morato.pdf>. Acesso em: 18 set. 2018

P. WELLS ; X. LIN, “Spontaneous emergence versus technology management in sustainable mobility transitions: Electric bicycles in China”, **Transportation Research Part A: Policy and Practice**, vol. 78, p. 371–383, ago. 2015

PRAKS, Teet. Electric Bicycle Frame Design and Subsystems Integration 2015.88 f. **Dissertação (Master of Science in Engineering) - Departamento de Engenharia Mecatrônica – Tallinn University of Technology**

PRESIDÊNCIA DA REPÚBLICA. Lei Nº12587, de 3 de Janeiro de 2012 . Disponível em: <[http://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/\\_Ato2011-2014/2012/Lei/L12587.htm](http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2011-2014/2012/Lei/L12587.htm)> [Acessado: 05-dez-2017].

PRESIDÊNCIA DA REPÚBLICA. Decreto Nº 9177, de 23 de Outubro de 2017. Disponível em:

<[http://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/\\_Ato2015-2018/2017/Decreto/D9177.htm](http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2015-2018/2017/Decreto/D9177.htm)>. Acesso em: 24 set. 2018.

PRESIDÊNCIA DA REPÚBLICA. Lei Nº12305, de 2 de Agosto de 2010. Disponível em: <[http://www.planalto.gov.br/ccivil\\_03/\\_Ato2007-2010/2010/Lei/L12305.htm](http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2007-2010/2010/Lei/L12305.htm)> Acesso em: 24 set. 2018.

SEBBAN, A.-C. **La Complémentarité entre le Vélo et les Transports Public - De la Cohabitation à l'Intermodalité**. Tese de Doutorado. Institut d'Aménagement Régional. Aixen-Provence, 2003

SENADO FEDERAL. Projeto de Lei da Câmara nº 83, de 2017 - Pesquisas Disponível em:

<<https://www25.senado.leg.br/web/atividade/materias/-/materia/130388>>. Acesso em: 18 set. 2018.

SPINNINGMAGNETS. **Electric Bike History, patents from the 1800's**ElectricBike.com, 9 nov. 2013. Disponível em: <<https://www.electricbike.com/e-bike-patents-from-the-1800s/>>. Acesso em: 20 set. 2018

SPRAGUE, Ryan. An Analysis of Current Battery Technology and Electric Vehicles, v. 5. **Journal of Undergraduate Research** – University of Illinois at Chicago, Jan 2015.

VISHAY SEMICONDUCTOR **Datasheet: IRFP460**. Disponível em: <http://www.vishay.com/doc?91237>. Acesso em: 24 Nov 2018

VISHAY SEMICONDUTOR **Datasheet: IRFP440**. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/91228/91228.pdf> Acesso em: 24 Nov 2018

WANG, H.; KHALIGH, A. Comprehensive topological analyses of isolated resonant converters in PEV battery charging applications. 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Anais... In: **2013 IEEE TRANSPORTATION ELECTRIFICATION CONFERENCE AND EXPO (ITEC)**. Metro Detroit, MI, USA: IEEE, jun. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6574496/>>. Acesso em: 19 set. 2018

WEINERT, J. X.; BURKE, A. F. Lead-acid and Lithium-ion batteries for electric bikes in China: Implications on the future growth of electric-drive vehicles. p. 10, [s.d.]. Disponível em:

<[https://www.eceee.org/library/conference\\_proceedings/eceee\\_Summer\\_Studies/2007/Panel\\_8/8.329/](https://www.eceee.org/library/conference_proceedings/eceee_Summer_Studies/2007/Panel_8/8.329/)> \_Acesso em: 20 set.18

## APÊNDICE A – Lista de Materiais do Conversor SRC Grampeado em Tensão

Tabela 6- Lista de Materiais do Conversor SRC

Comment	Designator	Capacity	Quantity
Transformer-Ressonante			1
CAP_ELEC_In	C1, C2, C3, C4	180uF	4
CAP_POLY	C16, C17	15nF	2
CAL_Pol_Out	C22	47uF	1
CAP_Elec_Out	C23	2200uF	1
C33	C33	100nF	1
C34	C34	10nF	1
CAP_Electrolytic_10uF	C43	10uF	1
CAP_Electrolytic_4.7uF	C45	4.7uF	1
Capacitor - 0.47uF	C46	0.47uF	1
CAP_ELEC_220uF	C50, C51, C52	220uF	3
Cap_Cer33pF	Cap32	33pF	1
Cap_Cer56pF	Cap_32	33pF	1
Cap_Pol_gate_drive	Cap_Pol1, Cap_Pol2	10n	2
Diode 1N4007	D1, D2, D3, D7, D8, D9, D10	Diode 1N4007	7
Zener	D11, D12	DO-41- ZENER	2
Fusivel 9A-250V	Fusivel1, Fusivel2	Fusivel 9A	2
HEADER_5	H1, H2	Pin Header 1x5 TH Pitch 2.54mm	2
Power Mosfet	IFRP1, IFRP2	IFRP460	2
Half-Bridge Gate Driver	IR2111	DIP8 IR2111	1

MUR860	MUR1, MUR2, MUR3, MUR4, MUR5, MUR6, MUR7, MUR8	MUR860	8
RES	R2, R15, RG1, RG2	RES	4
RPOT	R,18	10K	
RPOT	R19	100k	1
HEADER2	Supply - VCC	Pin Header 1x2 TH Pitch 2.54mm	1
Transformer-Ressonant	Tg	Transformer - duplicate	1
UC3525A	U1	DIP16 -	1

## APÊNDICE B – Código de Matlab do Conversor Série-Ressonante Grampeado em Tensão

```
%Leonardo Bellincanta de Souza - RC Network
%ODE calculations through Laplace Transform
%TCC -2018/1
%Gierri Waltrich, Ph.D
%Series-Ressonant Converter with Clamped Ressonant
Capacitor-
%I.Barbi et al.,
%01/03/2018
%This project was elaborated as a Senior Design
Project,
%to be evaluated by Prof. Gierri Waltrich, as the
final
%thesis of Undergraduate Program in Electrical
Engineering,
%Department of Electrical Engineering, UFSC,
Florianopolis
%Project: Application of the Series-Ressonant
Converter for
%a Recharger of a Battery Bank
clear;
syms t q fs u
syms V1 Vo Vi Lr Cr Io wo fo u Vc0 IO n ILo wo real
syms IL(t) Vc1(t) Vc2(t) L s zi q z
syms e1 e2 e3 e4 e5 e6 e7 e8 e9 e10
```

```

syms a1 a2 a3 a4 a5 a6 a7 a8
%Equation - Step 1
eq1= -(Vi)+Vc1(t)+Vc2(t)==0;
eq2 = (-Cr)*diff(Vc1(t),t)+(Cr)*diff(Vc2(t),t)
+IL(t)==0;
eq3 = -Vc2(t) +Vo +Lr*diff(IL(t),t)==0;
L1 = laplace(eq1, t, s) ;
L2 = laplace(eq2,t,s);
L3 = laplace(eq3,t,s);
syms LVc1 LVc2 LIL Vc2(t) IL2(t)
L1 = subs(L1, {'laplace(Vc1(t), t, s)',
'laplace(Vc2(t), t, s)'} , {'LVc1','LVc2'});
L2 = subs(L2,
{'Vc2(0)', 'Vc1(0)', 'laplace(Vc1(t), t,
s)', 'laplace(Vc2(t), t, s)', 'laplace(IL(t), t, s)'}
, {'Vi', 0, 'LVc1', 'LVc2', 'LIL'});
L3 = subs(L3, {'IL(0)', 'laplace(Vc2(t), t,
s)', 'laplace(IL(t), t, s)'} , {0, 'LVc2', 'LIL'});
[LVc1, LVc2, LIL] =
solve(L1,L2,L3,LVc1,LVc2,LIL);
Vc1(t) = ilaplace(LVc1);
Vc2(t) = ilaplace(LVc2);
IL(t) = ilaplace(LIL);
%Equation 3.6 - Obtained
Vc1 = subs(Vc1,
{'(2^(1/2)*t)/(2*Cr^(1/2)*Lr^(1/2))'}
, {'(2^(1/2)*wo*t)/2'});
Vc2 = subs(Vc2,
{'(2^(1/2)*t)/(2*Cr^(1/2)*Lr^(1/2))'}
, {'(2^(1/2)*wo*t)/2'}); %3.6
IL(t) = subs(IL,
{'(2^(1/2)*t)/(2*Cr^(1/2)*Lr^(1/2))'}
, {'(2^(1/2)*wo*t)/2'});
%Equation 3.7 - Obtain      IL = expand(IL);
IL = simplify(IL);

IL = IL*((Lr)/(Cr))^(1/2);
IL(t) = subs(IL,
{'(2^(1/2)*t)/(2*Cr^(1/2)*Lr^(1/2))'} , {'wo*t'});
IL = subs(IL, {'Cr','Lr'}, {'1','1'}); %3.7 -
Here- I am multiplying the IL per Z = (L/C)^(1/2)
Vc1 = expand(Vc1/Vi);
Vc2 = expand(Vc2/Vi);

```

```

IL = expand( IL/Vi);
Vc1 = collect(Vc1, Vo/V1);
Vc1 = subs(Vc1,{'Vo/Vi'},{'q'});
Vc2 = subs(Vc2,{'Vo/Vi'},{'q'});%3.8
IL = subs(IL,{'Vo/Vi'},{'q'});%3.9 -
Normalized I

%CASO BASE - I.Barbi
%Step 1 - Duration time - Vc1 = 1
b = Vc1 -1 == 0 ;
t1 = solve(b,t);
t1 = t1(1,1); %Tempo de duração do primeiro
estágio ;
IL1n = subs(IL, {'t'},{'t1'}); %(3.12) -
Corrente no final do primeiro estágio
%Phase Plan for the first step
Z1 = Vc1 + j*IL; %
%Step 2
Il2 = IL1n-(q*wo)*(t-t1);
%Initial Values - Vcr - Vi/2 - IL - I(t1)
%This step ends when the Current of the
inductor becomes zero
eq = Il2 == 0;
t2 = solve(eq,t); %
dt2 = t2-t1; % Duration time of the
Vc1 = 1;
Z2 = Vc1 +j*Il2; % Phase-Plan for second-step
3.24
Z2 = collect(Z2,i);
%With the parameters adopted above is
possible to get
%all the duration time of the steps of the
circuit
%According to definition steps, the time t3
can be obtained from:
t3 = (1/fs)/2;
%In a limit situation,the time between t2-t3,
when the
%converter achieves the critical conduction.
%Working with the equations, can be achieved:
% pi/(fs/fo) = wo*(t1+t2)
% t2 - is the total duration time

```

```

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% End of first section.
%           %Section 3.7 - Average Current in the
Source Vo
        IO_n = (int(IL,t,0,t1)+int(IL2,t,
t1,t2))*(2*fs); %Normalized Output Current - 3.28 -
3.29 - 3.30
        Iorms =
sqrt((int((IL*IL),t,0,t1)+int((IL2*IL2),t,
t1,t2))*(2*fs));
        Isrms =
sqrt((int((IL*IL),t,0,t1)+int((IL2*IL2),t,
t1,t2))*(2*fs))/sqrt(2);
        Idac = (int(IL2,t, t1,t2))*(fs);
        Idacrms =
sqrt(int((IL2*IL2),t,t1,t2)*(fs));
        %Phase Plan - CASE A - Standard
        % Vo = 50V - VI = 311 V - q = 0.8
- u = 0.5

        q_val = 0.49389;
        u_val = 0.5;
        fs_val = 100*1000;
        fo_val = fs_val/u_val;
        wo_val = fo_val*2*pi;
        t1 =
double(subs(t1,{'q','wo'},{q_val,wo_val}));
        t2 = subs(t2,{'t1'},{t1});
        t2 =
double(subs(t2,{'q','wo'},{q_val,wo_val}));
        t3 = (1/(fs_val))/2;
        t4 = t3+t1;
        t5 = t3+t2;
        %%% Plano de Fase - CASO A
        Z1 =
subs(Z1,{'q','wo'},{q_val,wo_val});
        Z1b = Z1;
        Z2 =
subs(Z2,{'q','wo','t1'},{q_val,wo_val,t1});
        Z2b = Z2;
        ta = 0:0.00000001:t1;
        tb = t1:0.00000001:t2;
        tc = t3:0.00000001:t4;

```



```

td = t4:0.000000001:t5;
Z1 = double(subs(Z1,{'t'},{ta}));
Z2 = double(subs(Z2,{'t'},{tb}));
Z2b = subs(Z2b,{t},{td});
Z1r = real(Z1);
Z1i = imag(Z1);
Z2r = real(Z2);
Z2i = imag(Z2);
Z1br = -1*Z1r+1;
Z1bi = -1*Z1i;
Z2br = -1*Z2r+1;
Z2bi = -1*Z2i;

%Graphics - Figure 3.11 -
%
figure('Units','normalized','PaperPositionMode','auto');
%
plot(Z1r,Z1i,Z2r,Z2i,Z1br,Z1bi,Z2br,Z2bi );
%
title('Plano de Fase - Conversor
Série-
Ressonante','Interpreter','latex','FontName','Times
','FontSize',24);
%
ylabel('$I_{L\{r\}}\bullet\{\sqrt{L_{\{r\}}/C_{\{r\}}}\}$','Int
erpreter','latex','FontName','Times','FontSize',34)
;
%
xlabel('$V_{C_{\{r\}}}$','Interpreter','latex','FontNam
e','Times','FontSize',34);
%
grid;
%
ylim([-1. 1]);
%
xlim([-0.1 1.05]);
%Current Levels on Semiconductors
%3.32
%Peak Current;
Isp = double(max(Z1i));%Maximum
reading for ISpeak; 3.32
Isa = IOOn/2; %Average current in
the switches;
Ida = Isa;% Average current in
the regular diodes;

```

```

Iorms =
sqrt((int((IL*IL),t,0,t1)+int((Il2*Il2),t,
t1,t2))*(2*fs));%Rms value of Output Current-
Normalized;

Isrms =
sqrt((int((IL*IL),t,0,t1)+int((Il2*Il2),t,
t1,t2))*(2*fs))/sqrt(2);%Rms current in the
switches

Iorms =
double((subs(Iorms,{'q','wo','fs','t1'},{q_val,wo_val,
fs_val,t1})));%Rms value of Output Current -
Normalized;

Isav = Isa;
Idrms = Isrms; %Rms current in
the Diodes

Idpeak =
subs(ILln,{'q','t1','wo'},{q_val,t1,wo_val}); %Peak
Current in the Clamping Diodes;
Idac = (int(Il2,t, t1,t2))*(fs);
%Average Current in the Clamping Diodes.
Idac =
subs(Idac,{'q','t1','wo'},{q_val,t1,wo_val});
%Average Current in the Clamping Diodes -
%Normalized

Idacrms =
sqrt(int((Il2*Il2),t,t1,t2)*(fs));
%Calculating values of Current
Stresses

Vi = 311;
Vo = 48;
Io = 5.2;
Po = 250;
fs = 100*10^3;
fsmin = 18*10^3;
%Operating at nominal power - q =
0.8

Vl = Vi;
Vol = q*Vl; %Output for the primary
side of the transformer
Tr = 3.2;
%Choosing a relationship of u =
fs/fo = 0.5;
u_val = 0.5;

```

```

fo_val = fs/u_val;
%With this relation, comes that:
wo = 2*pi*fo_val;
wo_val = wo;
lc = wo; % wo = 1/sqrt(LC);
Ioav = Io/Tr;
lcr = (ION*V1)/(Ioav);
z = lcr;
z = double(
subs(z,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_val,fs}));
%Resonant Inductor.
%Resonant Inductor .
Cr = 1/(wo*z);
Lr = 1/(wo*wo*Cr);
zi = sqrt(Lr/Cr);
%Resonant Capacitor;
%% Final Calculus of Current

Stresses;
%
ION =
double(subs(ION,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_val,fs})*(V1/z));
Isp = Isp*z;%Maximum reading for
ISpeak; 3.32
Isa = ION/2; %Average current in
the switches;
Ida = Isa;% Average current in
the regular diodes;
Iorms = double(
subs(Iorms,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_val,fs})*(V1/z));%Rms value of Output Current-Normalized;
Isrms =
double(subs(Isrms,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_val,fs})*(V1/z));%Rms current in the switches
Iorms =
double(Iorms*(V1/z));%Rms value of Output Current -
Normalized;
Idrms = Isrms; %Rms current in
the Diodes
Idpeak =
double(subs(IL1n,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_val,fs})*(V1/z)); %Peak Current in the Clamping
Diodes;

```

```

                                Idac =
double(subs(Idac,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,wo_
val,fs})*(Vl/z)); %Average Current in the Clamping
Diodes.

                                Idacrms =
double(subs(Idacrms,{'q','t1','wo','fs'},{q_val,t1,
wo_val,fs})*(Vl/z));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Input Filter - Calculations - C -
Filter - Rectfier - Source
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                                Vef = 220;
                                f = 60;
                                Vpeak = 311;
                                Vmin = 311*0.99;
                                C = Po/(6*f*(Vpeak^2 -Vmin^2));

% % %                                %Graphics 3.11
                                eq1 = IOn ;
                                eq1 = expand(eq1);
                                wo = 2*pi*fo;
                                eq1 = subs(eq1,{'wo'},{wo});
                                eq1 =
subs(eq1,{'fs/fo'},{u});
                                eq1 =
subs(eq1,{'t1','wo','fs','fo'},{t1,wo_val,fs,fo_val
});
                                u1 = 0.1:0.1:0.8;
                                q = 0.05:0.005:1;
                                eq1 = subs(eq1,{'u'},{u1});
                                qc = [e1 e2 e3 e4 e5 e6 e7 e8

];
                                e1 = eq1(1,1);
                                e2 = eq1(1,2);
                                e3 = eq1(1,3);
                                e4 = eq1(1,4);
                                e5 = eq1(1,5);
                                e6 = eq1(1,6);
                                e7 = eq1(1,7);
                                e8 = eq1(1,8);

```

```

e1 = subs(e1,{ 'q'},{q});
e2 = subs(e2,{ 'q'},{q});
e3 = subs(e3,{ 'q'},{q});
e4 = subs(e4,{ 'q'},{q});
e5 = subs(e5,{ 'q'},{q});
e6 = subs(e6,{ 'q'},{q});
e7 = subs(e7,{ 'q'},{q});
e8 = subs(e8,{ 'q'},{q});

figure('Units','normalized','Position',[0 0.1 1
1],'PaperPositionMode','auto');

plot(q,e1,q,e2,q,e3,q,e4,q,e5,q,e6,q,e7,q,e8);
ylim([0 1]);
xlim([0.1 1]);
l3 = legend('\mu = 0.1','\mu
= 0.2','\mu = 0.3','\mu = 0.4','\mu = 0.5','\mu =
0.6','\mu = 0.7','\mu = 0.8');
title('Característica de
Saída','FontUnits','points','Interpreter','latex','
FontSize',24,'FontName','Times','HorizontalAlignmen
t','left','Rotation',0,'position',[0.4 1]);
l1 =
xlabel('$\bar{I}_{o}$','FontUnits','points','Interp
reter','latex','FontSize',24,'FontName','Times','Ho
rizontalAlignment','left','Rotation',0);
l2 =
ylabel({'$Q$'},'FontUnits','points','Interpreter','
latex','FontSize',22,'FontName','Times','Horizontal
Alignment','left','Rotation',0);
set(l2,'Rotation',0);

set(l1,'HorizontalAlignment','left');

set(l2,'HorizontalAlignment','left');
set(l3,'FontSize',24);
set(gca,'FontSize',24)
grid;
%Graphics - Figure 3.12 -
q = 0.05:0.005:1
Isa = (ION)/2;
wo = 2*pi*fo;
Isa = expand(Isa);

```

```

wo = 2*pi*fo;
Isa= subs(Isa,{ 'wo'},{wo});
Isa =
subs(Isa,{ 'fs/fo'},{u});
Isa =
subs(Isa,{ 't1', 'wo', 'fs', 'fo'},{t1,wo_val,fs,fo_val
});
Isa = subs(Isa,{ 'u'},{u1});
qc = [e1 e2 e3 e4 e5 e6 e7 e8

];

e1 = Isa(1,1);
e2 = Isa(1,2);
e3 = Isa(1,3);
e4 = Isa(1,4);
e5 = Isa(1,5);
e6 = Isa(1,6);
e7 = Isa(1,7);
e8 = Isa(1,8);
q = 0.05:0.005:1;
e1 = subs(e1,{ 'q'},{q});
e2 = subs(e2,{ 'q'},{q});
e3 = subs(e3,{ 'q'},{q});
e4 = subs(e4,{ 'q'},{q});
e5 = subs(e5,{ 'q'},{q});
e6 = subs(e6,{ 'q'},{q});
e7 = subs(e7,{ 'q'},{q});
e8 = subs(e8,{ 'q'},{q});

figure('Units','normalized','Position',[0 0.1 1
1],'PaperPositionMode','auto');

plot(q,e1,q,e2,q,e3,q,e4,q,e5,q,e6,q,e7,q,e8);
ylim([0 0.4]);
xlim([0.1 1]);
l6 = legend('\mu = 0.1','\mu
= 0.2','\mu = 0.3','\mu = 0.4','\mu = 0.5','\mu =
0.6','\mu = 0.7','\mu = 0.8');
title('Corrente média nos
diodos retificadores e
interruptores','FontSize',24);
l4 =
ylabel('$\bar{Id}_{o}$','FontUnits','points','Inter
preter','latex','FontSize',24,'FontName','Times','H

```

```

horizontalAlignment','left','Rotation',0,'position',
[0.05 0.2]);

15 =
xlabel({'$Q$'},'FontUnits','points','Interpreter','
latex','FontSize',24,'FontName','Times','Horizontal
Alignment','left','Rotation',0);
        set(14,'Rotation',0);
        set(16,'FontSize',24);

set(14,'HorizontalAlignment','left');

set(15,'HorizontalAlignment','left');
        set(gca,'FontSize',20);
grid;

```